



Proyecto Fin de Carrera
Ingeniería Industrial Técnica Especialidad Electrónica

A M P L I F I C A D O R D E V Á L V U L A S :
E s t u d i o d e l o s m o d e l o s d e l a
t e c n o l o g í a d e v á l v u l a s d e v a c í o
e n a m p l i f i c a c i ó n

Aplicación al sistema Hiwatt DR504

1



Autor: Alejandro Almazán Román

Director: D. José María López Pérez

Co-director: Dr. Abelardo Martínez Iturbe

Zaragoza, Mayo 2013

AMPLIFICADOR DE VÁLVULAS:

Estudio de los modelos de la tecnología de válvulas de vacío en amplificación

Aplicación al sistema Hiwatt DR504

Resumen

El presente proyecto propone una revisión de la tecnología basada en válvulas mediante el estudio concreto de un modelo representativo dentro del campo de la amplificación.

El punto de partida es retomar la tecnología de válvulas de vacío, y configurar modelos que permitan analizar circuitos basados en éstas, con sencillez y eficacia, así como el diseño de otros nuevos o mejora de los ya existentes.

Esta memoria recoge el análisis del sistema seleccionado, un amplificador de válvulas, y el posterior contraste con la simulación en entorno SPICE realizada. A partir de ésta se ha puesto a prueba la fidelidad de los modelos existentes de válvulas para simulación y ha permitido extraer información relacionada con su respuesta frecuencial y la incidencia de cada parámetro modificable en la respuesta global del circuito.

Finalmente, se deja constancia del montaje de un modelo real con el cual se ha podido contrastar los resultados obtenidos por simulación frente a los obtenidos en el laboratorio, completando así los pasos del proceso de diseño dentro del campo de la amplificación acústica desarrollada mediante válvulas de vacío.

Índice de contenidos

Resumen 3

Memoria

Capítulo 1. Introducción	12
1.1. Ambito de desarrollo	12
1.2. Audio. Transformar una señal eléctrica en sonido ..	13
1.2.1. Transductor mecánico-eléctrico	14
1.2.2. Transductor eléctrico-acústico	16
1.2.2.1. Diafragma	17
1.2.2.2. Bobina móvil	17
1.2.2.3. Imán	18
1.3. Antecedentes	19
1.4. Objetivos	22
1.5. Alcance del proyecto	22
1.6. Contenido de la memoria	23

Capítulo 2. Amplificador a válvulas	24
2.1. Introducción	24
2.2. Topología básica.....	25
2.2.1. Alimentación	25
2.2.1.1. Transformador de alimentación	26
2.2.1.2. Rectificación	28
2.2.1.3. Condensadores de filtrado	30
2.2.2. Preamplificación	30
2.2.2.1. Etapa 1. Canales	32
2.2.2.2. Etapa 2. EQ de 3 bandas.....	33
2.2.2.3. Etapa 3. Volumen maestro	34
2.2.2.4. Etapa 4. Etapa diferencial.....	34
2.2.3. Etapa de Potencia	34
2.2.3.1. Etapa Push-Pull con pentodos de potencia	35
.....	35
2.2.3.2. Transformador de salida.....	36
2.2.4. Realimentación.....	36

2.2.4.1. Objetivo de la realimentación	36
2.2.4.2. Funcionamiento	37
Capítulo 3. Bases del análisis	40
3.1. Introducción	40
3.2. Análisis de las etapas excitadas con pequeña señal ..	41
3.2.1. Metodología de análisis	41
3.2.2. Etapa amplificadora básica con triodo.....	41
3.2.2.1. Polarización.....	41
3.2.2.2. Respuesta a baja señal	43
3.2.2.3. Introducción de condesador de bypass.....	45
3.2.3. Etapa seguidora de cátodo con triodo.....	47
3.2.3.1. Polarización.....	48
3.2.3.2. Respuesta a baja señal	49
3.2.4. Etapa diferencial con triodos.....	59
“Long-tail” acoplado en DC	
3.2.4.1. Polarización.....	50
3.2.4.2. Respuesta a baja señal	51
3.2.5. Modelo de baja señal para pentodos	54
3.3. Modelo SPICE de la válvula	54
3.3.1. Curvas características en DC.....	54
3.3.1.1. Triodo de baja potencia: 12AX7	55
3.3.1.2. Triodo de baja potencia: 12AT7	59
3.3.1.3. Pentodo de potencia: EL34	61
Capítulo 4. Análisis de las etapas del DR504	66
4.1. Introducción	66
4.2. Metodología a seguir.....	66
4.3. Etapa 1	67
4.3.1. Válvula 1. Canal Bright	67
4.3.1.1. Punto de polarización.....	68
4.3.1.2. Factores derivados del punto de polarización	69
4.3.1.3. Factores que definen la etapa.....	69
4.3.2. Válvula 1. Canal Normal	71
4.3.2.1. Punto de polarización.....	71
4.3.2.2. Factores derivados del punto de	

polarización	71
4.3.2.3. Factores que definen la etapa.....	71
Simulación SPICE	
4.3.3. Canal Normal Hi-Gain. SPICE.....	72
4.3.3.1. Modelado SPICE de la etapa.....	73
4.3.3.2. Extracción de parámetros de pequeña señal de la etapa polarizada	73
4.3.3.3. Impedancia de entrada	73
4.3.3.4. Impedancia de salida	74
4.3.3.5. Ganancia	75
4.3.4. Canal Normal Low-Gain SPICE.....	76
4.3.4.1. Modelado SPICE de la etapa.....	76
4.3.4.2. Extracción de parámetros de pequeña señal de la etapa polarizada	76
4.3.4.3. Impedancia de entrada	76
4.3.4.4. Impedancia de salida	77
4.3.4.5. Ganancia	78
4.3.5. Canal Bright Hi-Gain SPICE.....	79
4.3.5.1. Modelado SPICE de la etapa.....	79
4.3.5.2. Extracción de parámetros de pequeña señal de la etapa polarizada	79
4.3.5.3. Impedancia de entrada	79
4.3.5.4. Impedancia de salida	80
4.3.5.5. Ganancia	81
4.3.6. Canal Bright Low-Gain SPICE.....	81
4.3.6.1. Modelado SPICE de la etapa.....	81
4.3.6.2. Extracción de parámetros de pequeña señal de la etapa polarizada	82
4.3.6.3. Impedancia de entrada	82
4.3.6.4. Impedancia de salida	83
4.3.6.5. Ganancia	84
4.4. Etapa 2.....	84
4.4.1. Válvula 2. Etapa amplificadora pre-Tone Stack	84
4.4.1.1. Punto de polarización.....	85
4.4.1.2. Factores derivados del punto de polarización	86
4.4.1.3. Factores que definen la etapa.....	86
Simulación SPICE	
4.4.2. Etapa amplificadora pre-Tone Stack.	

SPICE.	87
4.4.2.1. Modelado SPICE de la etapa.....	87
4.4.2.2. Extracción de parámetros de pequeña señal de la etapa polarizada	87
4.4.2.3. Impedancia de entrada	88
4.4.2.4. Impedancia de salida	88
4.4.2.5. Ganancia	90
4.4.3. Tone Stack. SPICE.....	90
4.4.3.1. Modelado SPICE de la etapa.....	90
4.4.3.2. Impedancia de entrada	91
4.4.3.3. Impedancia de salida	92
4.4.3.4. Respuesta frecuencial.....	93
4.5. Etapa 3	98
4.5.1. Válvula 3. Etapa amplificadora	98
4.5.1.1. Punto de polarización.....	98
4.5.1.2. Factores derivados del punto de polarización	100
4.5.1.3. Factores que definen la etapa.....	100
4.5.2. Válvula 3. Etapa seguidor de cátodo	100
4.5.2.1. Punto de polarización.....	101
4.5.2.2. Factores derivados del punto de polarización.....	102
4.5.2.3. Factores que definen la etapa.....	102
Simulación SPICE	
4.5.3. Etapa amplificadora de Volumen Maestro SPICE.	102
4.5.3.1. Modelado SPICE de la etapa.....	103
4.5.3.2. Extracción de parámetros de pequeña señal de la etapa polarizada	103
4.5.3.3. Impedancia de entrada	104
4.5.3.4. Impedancia de salida	104
4.5.4.5. Ganancia	105
4.5.4. Etapa seguidor de cátodo	106
3.5.2.1. Modelado SPICE de la etapa.....	106
3.5.2.2. Extracción de parámetros de pequeña señal de la etapa polarizada	106
3.5.2.3. Impedancia de entrada	106
3.5.2.4. Impedancia de salida	107
3.5.2.5. Ganancia	107
4.6. Etapa 4	108

4.6.4. Válvula 4. Etapa diferencial.....	108
4.6.4.1. Punto de polarización.....	108
4.6.4.2. Factores derivados del punto de polarización	111
4.6.4.3. Factores que definen la etapa.....	111
4.6.5. Etapa diferencial “long tail” acoplada en DC.....	112
4.6.5.1. Modelado SPICE de la etapa.....	112
4.6.5.2. Extracción de parámetros de pequeña señal de la etapa polarizada	112
4.6.5.3. Impedancia de entrada	113
4.6.5.4. Impedancia de salida	114
4.6.5.5. Ganancia	114
4.7. Etapa 5	116
4.7.1. Válvulas 5 y 6. Etapa Push Pull	116
4.7.1.1. EL34's .Pentodos	116
4.7.1.2. Punto de polarización.....	118
4.7.1.3. Factores derivados del punto de polarización	118
4.7.1.4. Factores que definen la etapa.....	120
Simulación SPICE	
4.7.2. Etapa Push-Pull desarrollada por 2 EL's34	120
4.7.2.1. Modelado SPICE de la etapa.....	120
4.7.2.2. Extracción de parámetros de pequeña señal de la etapa polarizada	120
4.7.2.3. Impedancia de entrada	121
4.7.2.4. Impedancia de salida	121
4.7.2.5. Ganancia	122

Capítulo 5. Resultados experimentales.....	124
5.1. Introducción: Características de modelo	124
5.2. Niveles de alimentación y tensión de polarización de los componentes	125
5.3. Señal de excitación inicial.....	126
5.4. Primera experiencia. Entradas Hi/Low gain	128
5.5. Análisis de la primera etapa.....	129
5.6. Análisis de la segunda etapa	131
5.7. Modificaciones en la etapa de EQ de 3 bandas	133

5.8. Análisis de la etapa 3.....	136
5.9. Análisis de la etapa 4.....	137
5.10. Análisis de etapa de potencia Push-Pull	139
5.11. Análisis de la realimentación	140
 Capítulo 6. Conclusiones	 143
6.1. Introducción	143
6.2. Conclusiones.....	143
6.3.Posibles líneas de continuación	144

A n e x o s

Anexo A. Válvulas de vacío	147
A.1. Diodo de vacío.....	147
A.2. Triodo de vacío	150
A.3. Tetrodos y pentodos de vacío	151
 Anexo B. Polarización del componente	 153
Polarización en las válvulas de vacío	
B.1. Triodo	153
B.1.1. Modo corte	154
B.1.2. Modo activo.....	154
B.1.2.1. Polarización por cátodo.....	155
B.1. Pentodo.....	156
B.2.1. Polarización fija.....	157
 Anexo C. Modelo de pequeña señal	 158
C.1. Circuito equivalente dinámico	158
C.1.1. Polarización	158
C.1.2. Acoplamiento de la señal de excitación alterna	
.....	159
C.1.3. Trayectoria de las componentes incrementales	
.....	160
C.1.4. Dipolo de salida.....	160
C.1.5. Dipolo de entrada	161

C.2. Modelo de válvula para frecuencias elevadas	162
Anexo D. Realimentación: principios.....	164
D.1. Principios de realimentación y análisis del circuito	164
D.2. Diagrama de bloques completo	165
Anexo E. Modelo de triodo en SPICE	168
E.1. Introducción	168
E.2. Punto de partida del modelo.....	168
E.3. Modelo NH12AX7	171
E.4. Modelo NH12AT7	172
Anexo F. Modelo de pentodo en SPICE.....	173
F.1. Introducción	173
F.2. Modelo de la librería “tube.lib”	173
F.3. Modelo de la librería “6ca7.inc”	174
Anexo G. Esquema del Hiwatt DR504	176
Anexo H. Layout Hiwatt DR504.....	178

Referencias

Bibliografía	179
--------------------	-----

MEMORIA

C a p í t u l o 1 :

I n t r o d u c c i ó n

1.1. Ámbito de desarrollo del proyecto.

La amplificación dentro de la música ha tenido su mayor evolución a lo largo del siglo XX, yendo de la mano en prácticamente todo su desarrollo con los descubrimientos y avances de la electrónica. Ha supuesto, en la mayoría de los casos, una aplicación directa de dicho campo con el único objetivo de satisfacer las necesidades del consumidor en su tiempo de ocio. Desde un enfoque a mayor escala, empresas dedicadas exclusivamente a sonorizar actos públicos de cualquier naturaleza, ya sean conferencias, mítines políticos, una obra de teatro o bien, conciertos del género que sea; descubrieron una manera de explotar la máxima atemporal del “alto y claro”.

Este proyecto se encuentra ubicado en el marco de la industria destinada a la amplificación de instrumentos musicales, tanto para un uso doméstico como profesional. El más popular de ellos, probablemente, sea la guitarra eléctrica, de tal manera que se toma el rango que produce ésta ($81\text{Hz} \div 1.3\text{KHz}$) como señal a amplificar.

La producción de diseños centrados en la tecnología de válvulas , técnica pionera en la amplificación electrónica, quedó desplazada en la mayor parte de los campos de aplicación de la electrónica por los componentes en estado sólido basados en el silicio, mucho más pequeños, económicos y eficientes. Sin embargo, es conocido que en el campo de la reproducción musical, las válvulas de vacío persisten pese a todo. Tanto es así, que la demanda de éstas ha impulsado la reapertura de fábricas que cerraron en la década de los 80 debido al cese de la demanda y en beneficio de la tecnología emergente de los transistores.

Así, en la amplificación de instrumentos eléctricos, el funcionamiento de las válvulas supone el centro de los diseños de los amplificadores de más alta gama. A la calidad sonora de la tecnología, cuyo origen reside en su construcción, de ahí que sea insustituible por componentes de estado sólido; se le suma el partido sacado al sonido producido por forzar al componente a trabajar en su zona no lineal, lo que ha sido denominado comúnmente como “distorsión”.

Antes de plantearse el diseñar un modelo desde cero es necesario entender la tecnología y la manera en la que se está explotando. De esta manera, el proyecto centra su atención, como ejemplo de amplificación, en el estudio de tipo en concreto de amplificador de guitarra de media potencia basado en válvulas, el Hiwatt DR504.

1.2. Audio. Cómo transformar la señal eléctrica en sonido.

El trabajo desarrollado por el amplificador consiste idealmente en aumentar la amplitud de la señal de entrada y adaptarla al dispositivo de baja impedancia de salida, generalmente un altavoz o sistema de altavoces. Sin embargo, como se observa en la Fig.1.2. ,éste no es más que el paso intermedio entre dos procesos igualmente importantes, señalados en línea discontinua.

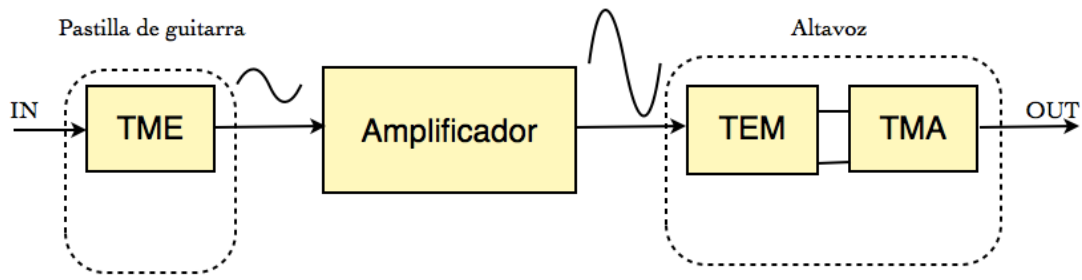


Fig. 1.2. Estructura global del sistema. Transductor mecánico- acústico.

Se denomina transductor al dispositivo capaz de transformar un tipo de energía en otra. El primer bloque recuadrado por la línea discontinua, el de la izquierda (Fig.1.2.), representa un transductor mecánico-eléctrico, éste será el generador de nuestra señal de entrada; en un caso real, cualquier instrumento eléctrico que conectemos al amplificador. El segundo bloque, el de la derecha (Fig.1.2.), representa al transductor eléctrico-acústico, que proporcionará la salida deseada del sistema, será el foco emisor del sonido.

Como se puede intuir, el amplificador requiere de la existencia de estos dos componentes para que su función cobre sentido. Para el estudio apropiado de este proyecto ha sido necesario tener unas ligeras nociones de cómo funcionan estos dos bloques externos y qué tipo de señal generan. Esto establece el rango de valores entre los que la señal de entrada y salida del amplificador se mueve. Los dos siguientes apartados ahondan en el transductor mecánico-electrico de entrada y el transductor eléctrico-acústico de salida, se hará un seguimiento de la señal y así comprender como se transforma la vibración de la cuerda en el sonido producido por los altavoces.

• 1.2.1. Transductor mecánico-eléctrico.

Las pastillas de la guitarra son las encargadas de generar una señal eléctrica en función de la vibración de la cuerda. Dicha señal es la que posteriormente será amplificada, por tanto, conocer como funcionan es el punto de partida de este proyecto.

Las partes de las que se compone este elemento son, en esencia, una serie de bloques de imán y un cable conductor muy fino con diámetro del orden de décimas de milímetro. Fig.1.3.

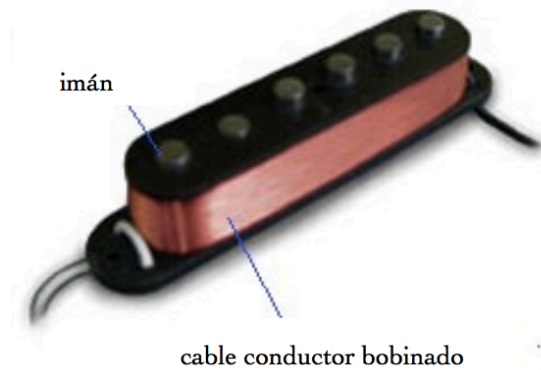


Fig.1.3. Pastilla simple con 6 imanes y cable bobinado. Cuenta con dos terminales para su conexión.

Los imanes se encuentran fijados entre dos placas de plástico. Por regla general, corresponden y están enfocados uno a cada cuerda. Existen diversas variaciones según el sonido deseado, pero las bases siguen siendo las mismas. En torno a los imanes, el conductor se encuentra enrollado formando en bobinado de la pastilla. Los extremos serán los puntos de conexión.

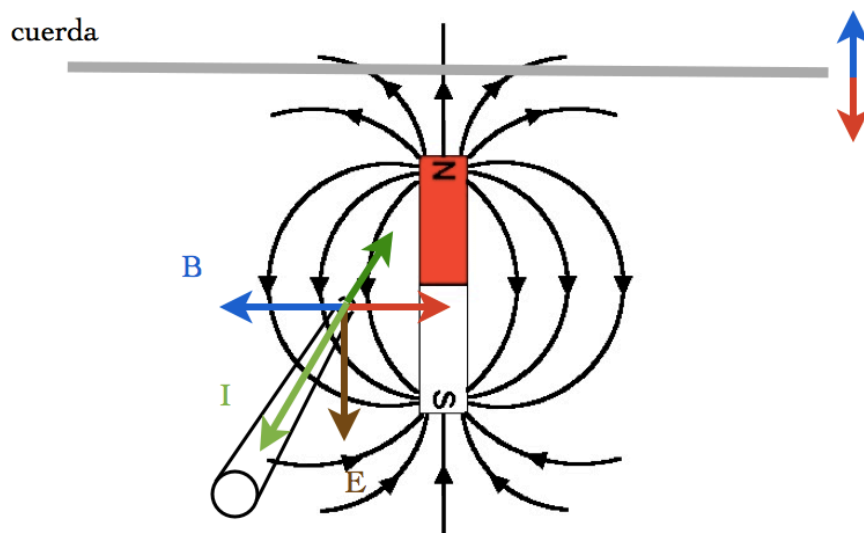


Fig.1.4. Diagrama de comportamiento del vector de campo magnético, flujo magnético y corriente.

El campo propio del imán magnetiza las cuerdas de metal ferromagnético y atraviesa perpendicularmente las espiras del bobinado. La vibración de las cuerdas magnetizadas, en conjunto con el campo, provoca variaciones de flujo magnético de forma transversal sobre el conductor. Estas variaciones producen una FEM, de acuerdo con la ley de Lenz, dentro del conductor. La variación de la dirección del flujo está en función de la proximidad de la cuerda al imán desde su punto de reposo, lo que implica también, por tanto, la dirección de la corriente inducida. Finalmente, en bornes de la bobina obtendremos una señal de tensión alterna proporcional a la vibración de la cuerda.

• 1.2.2. Transductor eléctrico-acústico.

El altavoz dinámico de bobina móvil es el transductor electroacústico más generalizado y popular. Existe una gran variedad de chasis, imanes y bobinas, así como geometrías de diafragma y materiales a escoger. Por este motivo, se han desarrollado diversas clases de altavoces dinámicos de bobina móvil que cubren bandas de frecuencia y niveles de potencia específicos para cada aplicación.



Fig.1.5. Sección de un altavoz dinámico móvil de 8". 1: bobina móvil, 2: imán, 3: yugo o culata, 4: entrehierro, 5: pieza polar, 6: diafragma, 7: araña, 8: carcasa, 9: tapa de retención de polvo, 10: anillo elástico.

Los elementos más importantes se detallan a continuación.

► **1.2.2.1 Diafragma**

La superficie móvil que radia el sonido y está unida a la bobina es el diafragma, también llamado “cono”, su forma cónica le otorga mayor rigidez que los planos. Como contrapartida, para frecuencias por encima del rango del pistón, la geometría cónica presenta direcciones preferentes de radiación que lo alejan de la teórica onmidireccional.

El material utilizado, sobre todo en altavoces grandes, es cartón fibroso recubierto de una capa de resina que le da mayor rigidez. La parte central tiene una tapa que protege al entrehierro de polvo y otras partículas que con el tiempo podrían provocar fricción. Esta tapa antipolvo suele ser de mayor tamaño que la bobina móvil lo que hace que ésta parezca más grande de lo que realmente es.

El diafragma está suspendido con un sistema centrador constituido por un anillo elástico periférico que sujeta la carcasa y otro inferior, también llamado “araña”, que sujeta la parte central. La función de ambos es absorber las ondulaciones del diafragma, evitando todo movimiento que no sea axial.

► **1.2.2.2 Bobina móvil**

La señal eléctrica se aplica a la bobina móvil del altavoz, que está constituida por varias espiras de hilo devanadas sobre un cilindro rígido que va unido al diafragma, esta bobina se mueve por la fuerza de Lorenz. El cilindro está fabricado en papel en modelos sencillos o en aluminio en altavoces de gran potencia para disipar el calor producido.

El material del que está fabricado el hilo es cobre esmaltado o aluminio para reducir peso, característica fundamental en el comportamiento del altavoz. Fig 1.6. Las dimensiones del cilindro deben ser tales que le permitan moverse dentro del entrehierro sin peligro de rozamiento.

Un problema muy importante es la dilatación del bobinado debido al calentamiento que tiende, que tiende a desplegarlo del soporte cilíndrico al cual está arrollado. Existen dos soluciones a este problema: un doble bobinado, es decir, un bobinado interior y otro exterior sobre el soporte cilíndrico, lo que

proporciona una buena disipación térmica; o bobinas autosoportadas, que no poseen soporte cilíndrico porque están pegadas con un material aglutina de poco peso y gran capacidad de disipación de calor.



Fig.1.6. Bobina móvil de un altavoz dinámico.

► 1.2.2.3 Imán

Los altavoces actuales están contruidos por imanes permanentes de ferrita con forma anular. El campo magnético se cierra a través de la pieza polar, el núcleo cilíndrico concéntrico con el imán y la culata. Entre el núcleo central y el imán queda un pequeño espacio denominado entrehierro, donde se inserta al bobina. El entrehierro debe ser de dimensiones reducidas para aprovechar al máximo la inducción magnética entre bobina e imán. La pieza polar, que está fabricada de un metal de alta permeabilidad, forma un camino de baja reluctancia para dirigir el campo magnético a través del entrehierro. La bobina debe construirse de modo que el número de espiras dentro del entrehierro sea constante, de no ser así se produciría falta de linealidad y ocasionaría distorsión.

En esencia, el funcionamiento del altavoz es el siguiente. La señal de salida del amplificador, de tipo alterna, se hace fluir por la bobina del altavoz generando así un electroimán. La bobina se encuentra permanentemente bajo

la acción del campo magnético del imán permanente, de tal manera que la polarización del electroimán debido a la corriente que fluye por éste, determinará la repulsión o atracción de la bobina por el imán permanente. Al encontrarse el diafragma pegado al soporte cilíndrico de la bobina, todo movimiento realizado por la bobina estará seguido por el movimiento del diafragma realizando un desplazamiento de tipo pistón que generará la onda de sonido.

1.3. Antecedentes de la válvula de vacío.

El nacimiento de la amplificación acústica va ligada al de la electrónica y se desarrolla enormemente durante todo el siglo XX. El punto de partida podría situarse en 1906, cuando Lee De Forest patentó una válvula que posteriormente sería conocida como triodo. Fig.1.7.

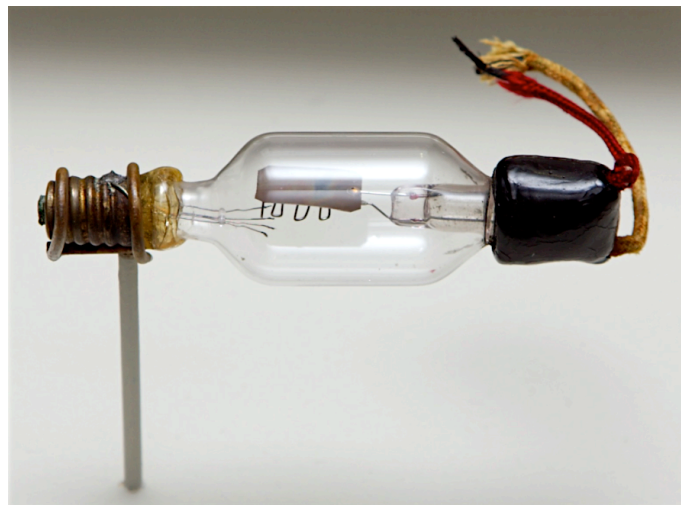


Fig.1.7. Audion de De Forest (1906), posteriormente conocido como triodo.

La válvula de Fleming, patentada en 1904, fue la primera válvula de vacío. Ésta estaba basada en el principio de emisión termoiónica estudiado por Edison, contaba con un filamento y dos electrodos. Era útil para rectificar oscilaciones de alta frecuencia y así poder medirlas posteriormente con un galvanómetro durante el desarrollo del telégrafo inalámbrico.

En un intento de mejorar dicha función, De Forest introdujo un tercer electrodo dando como resultado un componente que no solo captaba y rectificaba oscilaciones de alta frecuencia si no que, además, era capaz de amplificarlas.

La introducción del triodo y su posterior evolución supuso la apertura de un amplio abanico de posibilidades en el modelado de señales eléctricas. Explotó el mundo de la electrónica y de las comunicaciones y fue el centro de inventos como la telefonía a larga distancia, la comunicación por radio, el sistema de radar y los primeros elementos digitales en ordenadores.

El transistor bipolar (BJT), patentado en 1947, fue el sustituto del triodo. Era capaz de desarrollar las mismas funciones como amplificador e interruptor pero de una manera más eficiente y con un volumen mucho menor. El desarrollo de los componentes electrónicos tomó un nuevo rumbo a partir del descubrimiento del silicio como material semiconductor. Posteriormente llegaron los transistores de efecto campo (FET) que, aunque llevaban un largo tiempo de estudio desde que el descubrimiento fue patentado en 1925 por Julius Lilienfeld, no se dio una correcta explicación a su funcionamiento hasta 1947 en los laboratorios Bell. El primer JFET eficiente se crearía años más tarde y no sería hasta 1960 cuando se produjo otro gran salto en la tecnología de los componentes electrónicos con la introducción del MOSFET por Dawon Kahng y Martin Atalla. Pese a la ya existencia de circuitos integrados, la disipación de calor de estos presentaba su mayor problema, el avance más significativo vino gracias a la combinación de un transistor tipo-n y otro tipo-p (MOSFETs) dando lugar a la tecnología CMOS en 1967.



Fig.1.8. Tetrodos 6550 de alta potencia fabricados por Tung-Sol.

La válvula de vacío como componente electrónico no tiene cabida en prácticamente ningún campo salvo en la amplificación musical. Donde el objetivo no reside en la eficiencia si no en la riqueza y calidad de la reproducción.

Dentro de esta parcela de mercado, en la industria de la música, existen un gran número de empresas dedicadas al diseño y fabricación de equipos de alta fidelidad para uso profesional, como Manley Labs, Inc. (<http://www.manley.com>) o la empresa sueca Nagra(<http://www.nagraaudio.com/highend/>); así como equipos de alta gama para uso doméstico, donde el diseño cobra igualmente importancia, un ejemplo representativo está en los productos de la empresa de Chicago, Specimen(<http://www.specimenproducts.com>); además de la cantidad de marcas de larga trayectoria destinadas exclusivamente a la construcción de amplificadores para instrumentos para uso tanto profesional como aficionados, como pueden ser la americana Fender(<http://www.fender.com/es-ES/>) y las británicas Marshall (<http://www.marshallamps.com>) u Orange(<http://www.orangeamps.com>), entre otras.

1.4. Objetivos del proyecto.

Ante la ausencia de información de base para el diseño, el presente proyecto pretende reproducir el desarrollo de los métodos de análisis y síntesis de diseño de las etapas implicadas en amplificación mediante válvulas.

Como ejemplo particular de la aplicación de la metodología se ha seleccionado un modelo concreto de amplificador de guitarra eléctrica sobre el cual centrar el estudio, el Hiwatt DR504. Los conocimientos adquiridos permitirán el diseño y el criterio para la reparación y modificación de etapas centradas en la tecnología valvular dentro del campo de la amplificación.

1.5. Alcance del proyecto.

El desarrollo del proyecto se ha desarrollado en varias fases, cumplimentando los siguientes objetivos:

- selección de un modelo sencillo que contenga diversas etapas tipo realizadas con válvulas y una configuración de potencia de tipo Push-Pull, valido para extrapolar el estudio a otros modelos de características semejantes.
- estudio de la tecnología de válvulas de vacío para llevar a cabo el análisis del esquema seleccionado.
- análisis mediante simulación en entorno SPICE.
- montaje del modelo.
- validación experimental de los resultado en contraste con el modelo en simulación.
- conclusiones en base a los resultados.

1.6. Contenido de la memoria.

El trabajo realizado está dividido en dos grandes bloques: memoria y anexos.

La memoria la conforman seis capítulos. El primer capítulo presenta el proyecto, lo sitúa en el marco de estudio desde el cual se aborda y establece el alcance del proyecto y los objetivos a cumplimentar.

El segundo capítulo sitúa el amplificador dentro de su contexto, dónde se genera la señal de entrada y qué pasa con ella a la salida del amplificador. Una vez determinada la función del amplificador en el entorno global, se desglosa en una serie de bloques y se hace una breve descripción de cada uno de ellos.

El tercer capítulo sienta las bases necesarias sobre las cuales se cimentará el análisis de las etapas parciales que conforman el amplificador. Se presentará el modelo de las etapas en pequeña señal y la metodología de análisis. Además, se determinará la validez del modelo de las válvulas para el análisis en entorno SPICE mediante la comparación de su funcionamiento con los datos ofrecidos en la hojas de características.

El cuarto capítulo constituye el núcleo de la memoria. En él, se analizan las etapas del amplificador con los valores del resto de componentes del diseño, estableciendo el modo de operación y los parámetros más relevantes derivados de éste. El mismo análisis se realiza en el entorno de simulación, se contrastan los datos, y se extrae información adicional, como la respuesta frecuencial de la etapa y las impedancias dinámicas de entrada y de salida.

El quinto capítulo es una revisión de los datos extraídos del modelo real en el laboratorio y los contrasta con los obtenidos en la simulación.

El sexto capítulo establece las conclusiones a las que se ha llegado y proponen una serie de líneas de continuación del proyecto.

Toda información adicional de la que se ha hecho uso durante la elaboración de este proyecto está recopilada en los anexos.

Capítulo 2 : Amplificador de válvulas

El segundo capítulo sitúa el amplificador dentro de su contexto, dónde se genera la señal de entrada y qué pasa con ella a la salida del amplificador. Una vez determinada la función del amplificador en el entorno global, se desglosa en una serie de bloques y se hace una breve descripción de cada uno de ellos.

2.1. Introducción.

En el presente proyecto nos centramos en el modelo de Hiwatt DR504 Custom 50 como amplificador de válvulas, mostrado en la Fig. 2.1.



Fig.2.1. Imagen del amplificador Hiwatt DR504 Custom 50.

Sin embargo, las partes que conforman el diseño no difieren de centenares de modelos que han sido comercializados desde finales de los 50, cuando Fender desarrolló y popularizó amplificadores de mayor potencia donde se optaba por la etapa push-pull desarrollada con válvulas como la más habitual para alcanzar un rango mayor de potencia de salida.

En esta sección se detallan puntos clave que se tienen en cuenta a la hora de seleccionar los componentes de cada uno de bloques. Éstas son: alimentación, preamplificación, etapa de potencia y realimentación.

2.2. Topología básica.

El diagrama básico, que da una idea de la estructura que conforma todo amplificador, está reflejado en la Fig. 2.2. Acto seguido se detalla cada bloque haciendo hincapié en sus componentes más sensibles y cómo se ha abordado su selección.

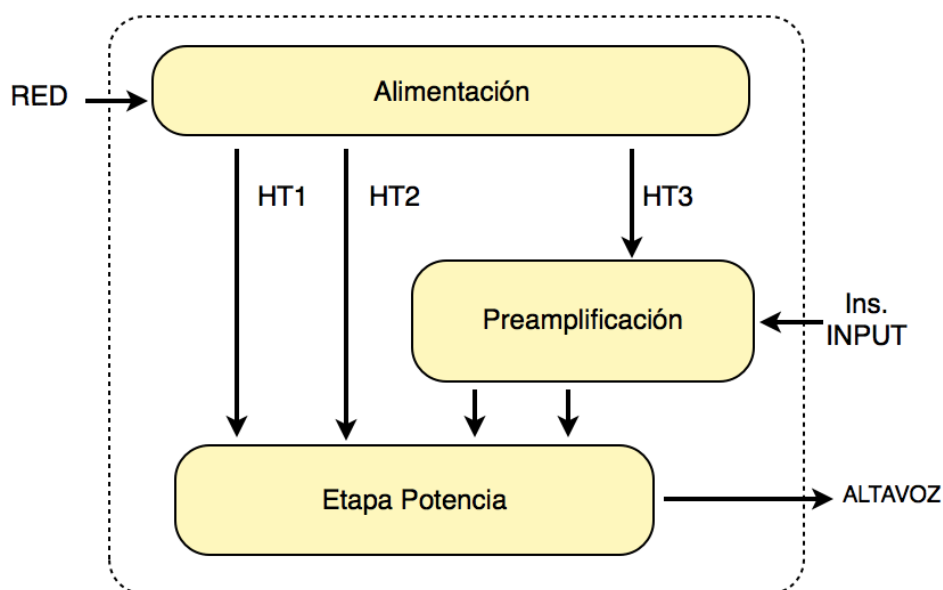


Fig.2.2. Diagrama de bloques habitual que contiene un amplificador.

• 2.2.1. Alimentación.

Se parte de la toma de corriente habitual de 230V a una frecuencia de 50 Hz como fuente de suministro. Un cable universal de 3 polos “CEE 7/7-

Schuko" con conector IEC 320 C13 es el más habitual y común en estos casos para conectarse a la red.

El bloque de alimentación, dentro de la topología establecida para el amplificador, lo constituyen los elementos que permiten establecer cada uno de los niveles de continua necesarios para la correcta operación de las válvulas y el suministro de la corriente alterna que servirá para calentar los filamentos que ponen en funcionamiento todos los mecanismos físicos relacionados con la emisión termoiónica. El elemento más importante que existirá en este bloque será el transformador.

► **2.2.1.1. Transformador de alimentación.**

El transformador de alimentación o principal, Fig. 2.3., es el encargado de convertir la tensión de red en las tensiones que son requeridas por el circuito del amplificador.



Fig.2.3. Transformador de alimentación del Hiwatt DR504.

Es habitual encontrar modelos de transformadores con dos o más devanados en el secundario y varias conexiones disponibles en el devanado primario según las características de la red a la cual se va a conectar. En la Fig. 2.4. se muestran dos devanados de secundario que alimentan los filamentos de las válvulas. Habitualmente tiene un valor de 6.3 V (RMS) entre los extremos, con una toma central, y capacidad de suministrar varios amperios. El otro devanado suele contar con una toma media unida al chasis y es el encargado de suministrar las altas tensiones de continua que necesitarán las etapas de válvulas.

En la Fig. 2.4. se observa el esquema de la parte de alimentación del amplificador Hiwatt Custom 50.

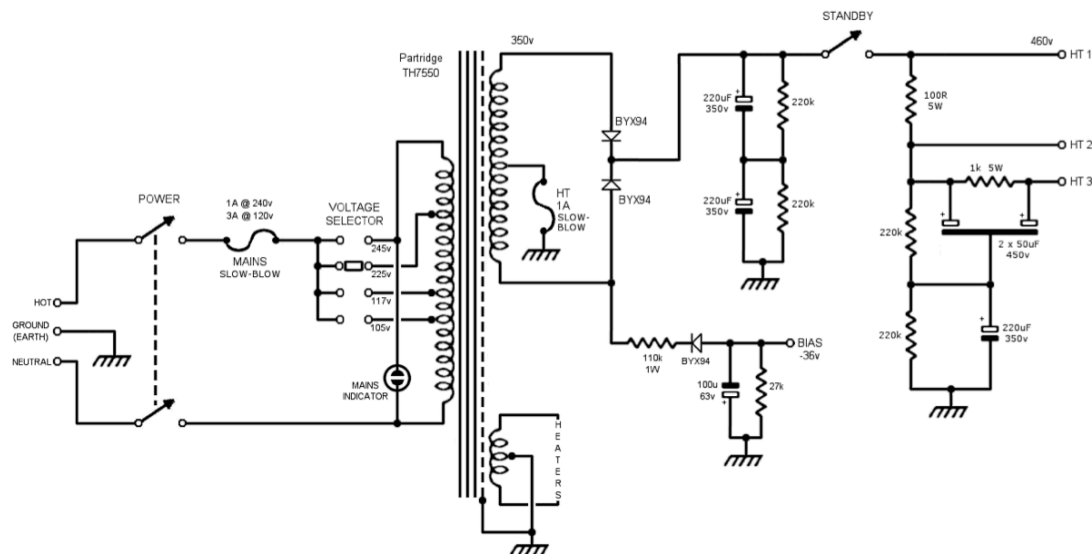


Fig.2.4. Esquema de la parte de alimentación del circuito del amplificador Hiwatt Custom 50. Esquema de Mark Huss con diseño original de Dave Reeves.

En transformador por el que se ha optado fue el modelo de “The Tube Amp Doctor” (<http://www.tubeampdoctor.com>), un modelo preparado para sustituir el modelo original que lleva éste amplificador. El primario cuenta con conexiones para 105 V, 117 V, 225V y 240V. El secundario cuenta con 2 devanados, el ya mencionado de 6.3 V con toma media y uno de 700 V con toma media y una capacidad de suministro de 300 mA.

Tabla. 2.1. Consumo en la alimentación de los filamentos de las válvulas del amplificador.

	Tensión [V]	Corriente [A]	Válvula
Filamentos	6.3 V alterna	1.5	EL 34
Filamentos	6.3 V alterna	0.3	12AX7
Filamentos	6.3 V alterna	0.3	12AT7

Para la elección del transformador es necesario tener en cuenta la cantidad de corriente que demanda el circuito. La tabla 2.1. y tabla 2.2. mues-

tran los valores obtenidos para cada válvula en este proyecto y ejemplifica la demanda de cualquier otro amplificador en condiciones similares. Para obtener los valores concretos es necesario saber el punto de operación de los componentes, hallados en el capítulo 4 de este proyecto.

Tabla. 2.2. Consumo medio de la corriente de las válvulas presentes en el amplificador en el punto de polarización en el que trabajan.

Nota *: el punto de polarización de los pentodos ha sido variado en función de la potencia a disipar a lo largo del proyecto.

	Etapa involucrada	Corriente [mA]	Tipo
Válvula 1	Canal Bright	0.6	12AX7(triodo)
	Canal Normal	0.6	12AX7(triodo)
Válvula 2	Pre -Tone Stack	1.32	12AX7(triodo)
Válvula 3	Amplificadora	0.8	12AX7(triodo)
	Seguidora de cátodo	0.73	12AX7(triodo)
Válvula 4	salida inversora	1.75	12AT7(triodo)
	salida no inversora	1.58	12AT7(triodo)
Válvula 5	push pull(por ánodo)	60/ 40*	EL34(pentodo)
	push pull(grilla pantalla)	8.57/ 5.71*	
Válvula 6	push pull(por ánodo)	60/ 40*	EL34(pentodo)
	push pull(grilla pantalla)	8.57/ 5.71*	

► 2.2.1.2. Rectificación.

La parte de la rectificación se puede desarrollar mediante válvulas rectificadoras (Fig. 2.5) o mediante diodos(Fig. 2.4). La respuesta de los diodos es más rápida que la de las válvulas rectificadoras. Es habitual también la alimentación por separado de los filamentos de las válvulas rectificadoras y el resto de válvulas presentes en el circuito.

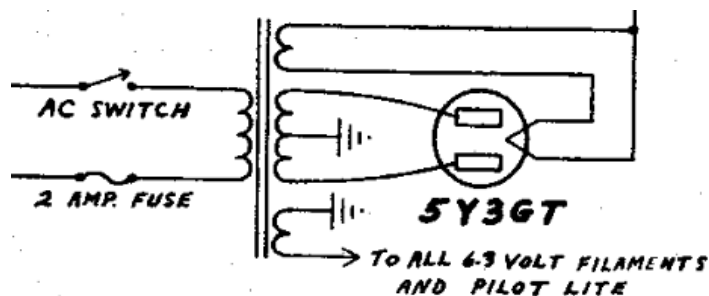


Fig.2.5. Detalle de la conexión de la válvula rectificadora 5Y3GT en el esquema de un amplificador Fender "Deluxe".

En el esquema del amplificador seleccionado para su estudio, la rectificación mediante diodos, al contar con un devanado con toma media, se trata de una rectificación de onda completa.

El diodo utilizado en el modelo construido es el 1N5408 (1000V, 3A), diodo de propósito general para conducción de altas corriente. Para conseguir el nivel de tensión negativa de la polarización de las válvulas de potencia, en el diseño sólo se emplea un diodo 1N4007(700V, 1A).

El circuito mostrado en Fig.2.4. se ha modificado para hacer la polarización negativa de las válvulas de potencia variable. En nuestro diseño se añade un potenciómetro de 15k Ω en serie con la resistencia de 22k Ω , como muestra la Fig.2.6. El rango resultante va des de -25V hasta -42V.

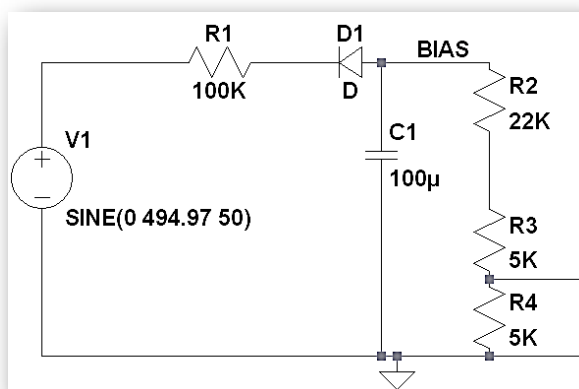


Fig.2.6. Circuito de ajuste de polarización de las válvulas EL34 del circuito de potencia en el modelo construido. Modificación de la Fig.2.4., el objeto es poder ajustar el punto de polarización de las válvulas de potencia.

► 2.2.1.3. Condensadores de filtrado.

Las tensiones HT1, HT2, HT3, HT3b y HT3a se obtienen mediante divisiones potenciométricas con resistencias. La Tabla.2.3. muestra los valores de estas y las etapas a la que abastecen.

	Tensión [V]	Válvulas a las que alimenta	Nº válvula
HT1	457	EL34, EL34	5,6
HT2	455	EL34, EL34 (grilla pantalla)	5,6
HT3	446	12AT7	4
HT3b	346	12AX7	2
HT3a	315	12AX7, 12AX7	1,3

Tabla. 2.3. Niveles de tensión existentes en el circuito para alimentar las etapas. Los valores corresponden con los niveles de tensión medidos en el laboratorio.

Los condensadores de filtrado se encargan de mantener un nivel de tensión continua estable. El rizado ha de ser lo suficientemente pequeño como para no interferir en la operación de las etapas (audiosusceptibilidad). Todos los condensadores utilizados en el filtrado son electrolíticos.

• 2.2.2. Preamplificación.

La parte de la preamplificación en un amplificador es la encargada de acondicionar la señal del instrumento para que tenga las características apropiadas para la excitación de la etapa de potencia. Es en esta parte del circuito donde se incluyen etapas para dar forma a la señal, distorsionar la señal, modificarla a nivel de su respuesta en frecuencias o la inclusión de algún efecto adicional, como un “reverb”.

Dentro de la preamplificación existen varias etapas usuales que tienen un propósito concreto que suelen aparecer recurrentemente en muchos diseños basados en la tecnología valvular, tanto si hablamos de radios, sistemas de amplificación de hi-fi u otros amplificadores de instrumentos eléctricos. Es

muy útil identificar las etapas para “leer” el circuito con facilidad y saber qué va a pasar con la señal a su paso por ellas.

La complejidad de la etapa de la preamplificación se puede extender a varios canales para conseguir sacar un mayor rango de sonido y en definitiva, mayor partido al amplificador. Sin embargo, en esencia, el canal mantendrá un patrón común de tipo: ganancia, volumen del canal, ecualización, volumen maestro y el subsiguiente paso a la etapa de potencia.

En nuestro caso concreto el esquema de bloques de las etapas aparece representado en la Fig.2.6.

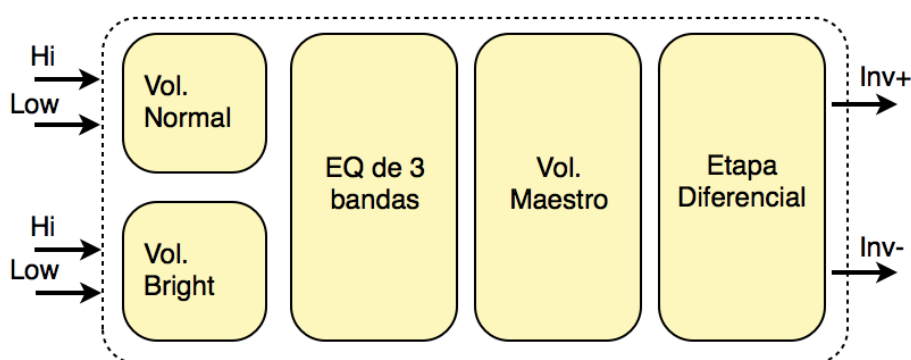


Fig.2.7. Diagrama de bloques que contiene la etapa de preamplificación del Hiwatt DR504.

En la Fig.2.8. se identifican las etapas de los bloques de la Fig. 2.7.

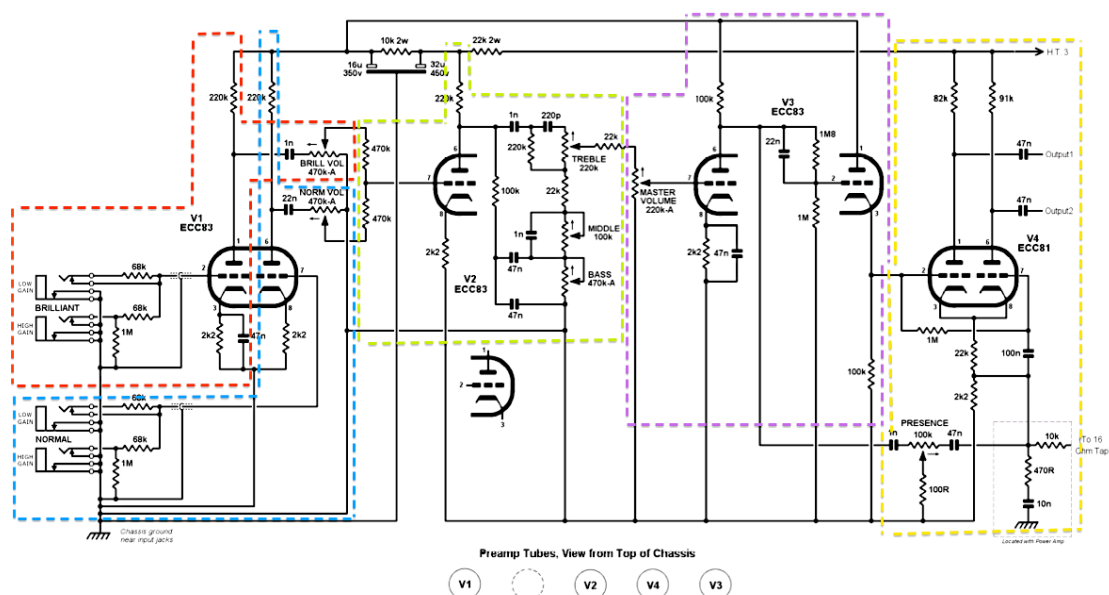


Fig.2.8. Esquema de la etapa de preamplificación del Hiwatt DR504 con las etapas identificadas. Rojo=Vol. Bright; Azul=Vol. Normal; Verde=EQ; Lila=Vol. Maestro; Amarillo= Etapa diferencial.

► 2.2.2.1. Etapa 1. Canales.

El modelo de amplificador de válvulas del presente proyecto cuenta con dos canales:

- a) Canal Normal.
- b) Canal Bright.

A su vez, estos dos canales cuentan con dos entradas: una de alta ganancia y otra de baja. Estas dos entradas se distinguen en su impedancia, consecuentemente, la entrada “Low” atenuará la amplitud de la señal, mientras que la “Hi” mantendrá prácticamente en su totalidad la amplitud hasta la entrada en la primera etapa.

Cada uno de los canales cuenta con volumen independiente. A medida que incrementemos estos, más señal dejaremos pasar con la correspondiente distorsión que vendrá asociada.

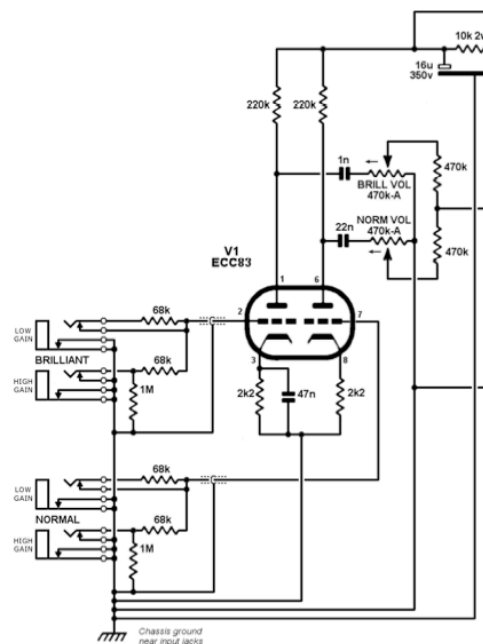


Fig.2.9. Canales Bright (Brilliant) y Canal Normal.

► 2.2.2.2. Etapa 2. EQ de 3 bandas.

Es común en los amplificadores de instrumentos tener la posibilidad de retocar el sonido mediante una pequeña etapa de ecualización. En este caso cuenta con tres potenciómetros: Treble, Middle y Bass. Fig. 2.10.

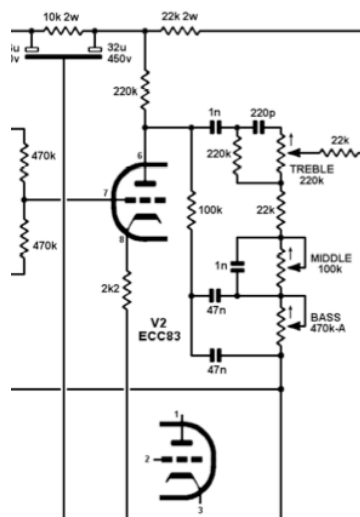


Fig.2.10. Etapa de EQ de 3 bandas. El circuito que lo conforma recibe el nombre de Tone Stack. El triodo que lo precede es una etapa amplificadora.

► **2.2.2.3. Etapa 3. Volumen maestro.**

La etapa final habitual, antes de pasar a la última etapa de la preamplificación es un volumen maestro (Fig. 2.11.) que permite aumentar la amplitud de la onda una vez ya “moldeada” en las etapas anteriores. En el caso de las válvulas, éste incremento de volumen lleva asociado también una distorsión llegado a un nivel. Esto es algo que en el caso de trabajar con transistores es fácil de evitar.

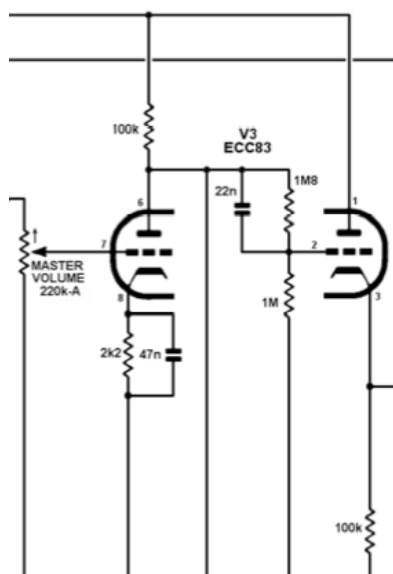


Fig.2.11. Etapa de Volumen Maestro seguida de un seguidor de cátodo.

► 2.2.2.4. Etapa 4. Etapa diferencial.

Siempre que se trate de un amplificador con una etapa de potencia push-pull, la última etapa de la preamplificación consistirá en una etapa diferencial (Fig. 2.12). Esas dos salidas desfasadas 180° serán las entradas de la etapa de potencia. Hay varias topología que se pueden adoptar para desarrollar una etapa diferencial mediante válvulas, siempre en función de la necesidad y la disponibilidad de material. Es habitual integrar en esta etapa la realimentación proveniente del secundario del transformador de salida.

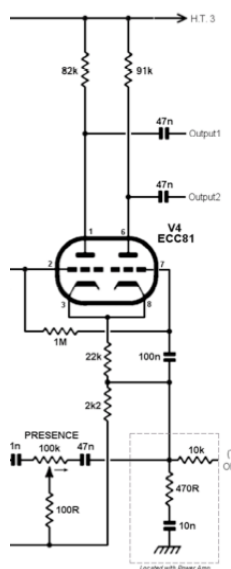


Fig.2.12. Etapa Diferencial del amplificador Hiwatt DR504.

• 2.2.3. Etapa de potencia.

► 2.2.3.1. Etapa Push-Pull con pentodos de potencia

La topología para el desarrollo de potencia más habitual a partir de los 15W, en válvulas, es la de la etapa push-pull. El circuito lo conforman dos pentodos trabajando en contrafase (Fig. 2.13). La señal de entrada se aplica a las rejillas de control de los pentodos. En el caso del circuito del Hiwatt DR504, la etapa previa en la etapa diferencial, lo que implica que el desfase de 180° ya existe entre las dos señales de excitación. Si los pentodos estuviesen polarizados para trabajar en clase B (corriente de polarización = 0), cuando decrece la

señal en la entrada de la válvula 1, en la válvula 2 la señal de entrada crece, lo que implica que la válvula 2 pasa a estar en corte durante ese medio ciclo, mientras la válvula 1 amplifica e invierte la señal recibida en ánodo. En semiciclo subsiguiente, ocurre lo contrario. Encargándose así de trabajar solo medio ciclo cada válvula, permaneciendo el otro medio en reposo.

Una de las ventajas del amplificador en contrafase es que los armónicos de ambos pñtodos están en concordancia de fase y por tanto se destruyen en el transformador de salida. Sin embargo la presencia del tercer armónico es muy intenso y la distorsión termina no resultando pequeña. Una manera de evitarlo es hacer trabajar las válvulas en Clase AB polarizándolas ligeramente.

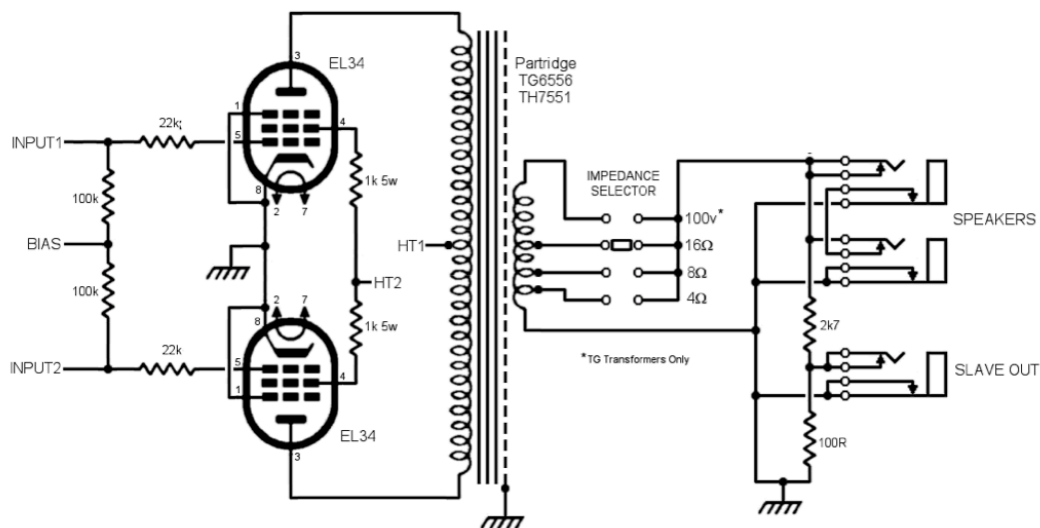


Fig.2.13. Esquema de la parte de potencia del circuito del amplificador Hiwatt Custom 50. En él se aprecia la etapa Push-Pull y el modo de conexionado con el transformador de salida.

► 2.2.3.2. Transformador de salida

El transformador de salida (Fig.2.13) es el último elemento por el cual pasa la señal hasta llegar al altavoz. El escogido en el modelo, es el transformador de salida habitual utilizado como reemplazo del diseño original.

Al ser un transformador para conformar la salida de una etapa push-pull, éste cuenta con una toma central en el primario. La impedancia AC del devanado según las especificaciones es de 3.9 k Ω cuando en el secundario está

la carga establecida. En el caso del secundario cuenta con 2 posiciones para dos posibles impedancias en la carga: 8Ω y 16Ω .

Esta diseñado para desarrollar una potencia de 75W, por tanto es una elección segura frente a lo 50W máximos que puede aportar la pareja de EL34's trabajando conjuntamente.

• 2.2.4. Realimentación.

► 2.2.4.1. Objetivo de la realimentación

La introducción de un lazo de realimentación desde el secundario del transformador a una etapa anterior, normalmente de un terminal de selector de impedancia de transformador a la etapa diferencia, tiene como función: homogeneizar la ganancia en el rango frecuencial, aumentar el ancho de banda en la amplificación y reducir la distorsión generada en las etapas que abarcan el lazo.

► 2.2.4.2. Funcionamiento

La ganancia en la realimentación determina la cantidad de reducción de la ganancia en lazo abierto y de la distorsión. Así mismo, reduce la impedancia de salida.

Los valores típicos para un amplificador de guitarra oscila entre los 6 y 10 dB's. La cantidad de realimentación también determina el rango de influencia de control de "Presence", ya que este atenuará la realimentación a altas frecuencias, lo que aumentará esas frecuencias en la salida.

Un divisor mediante dos resistencias determina la cantidad de realimentación que llegará desde el secundario del transformador. Fig. 2.14.

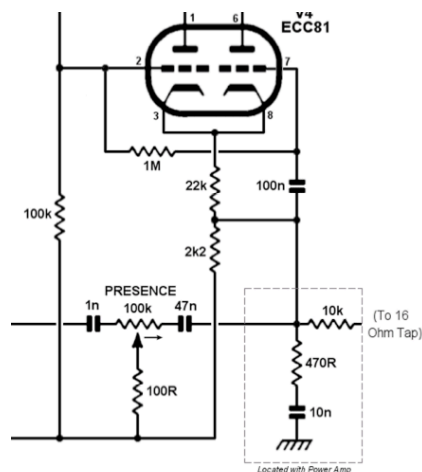


Fig.2.14. Detalle de la entrada del lazo de realimentación desde el secundario del transformador de salida.

Normalmente, la cantidad está subordinada a la amplitud de la salida de la etapa donde se esté inyectando y, por tanto, al diseño global de la misma. En el caso del Hiwatt, las resistencias son $10\text{K}\Omega$ y 470Ω provocando un factor atenuante de 0.0449 con respecto de la señal del transformador. La señal que provenga del transformador tendrá un valor máximo de:

$$V_{RMS} = \sqrt{P_{\max} \cdot R} \quad (2.1)$$

Por tanto, si $P_{\max} = 50 \text{ W}$ y $R = 16 \Omega$ (por el selector del cual proviene la señal), $V_{\text{RMS}} = 28.28$. La amplitud de la señal sería de 40 V , mientras que la que finalmente llegase sería de $40 \times 0.0449 = 1.796 \text{ V}$.

► 2.2.4.3. Implicaciones del diseño

La manera más sencilla de abordar la realimentación es observar el paralelismo entre el comportamiento de una etapa amplificadora no inversora hecha con un A.O. y la acción global de la etapa diferencial, la etapa push-pull y el transformador de salida, Fig.2.15.

La ganancia en lazo abierto vendrá representada por “A”, Fig .2.16.

La ganancia del lazo de alimentación es:

$$B = \frac{R_i}{R_i + R_f} \quad (2.2)$$

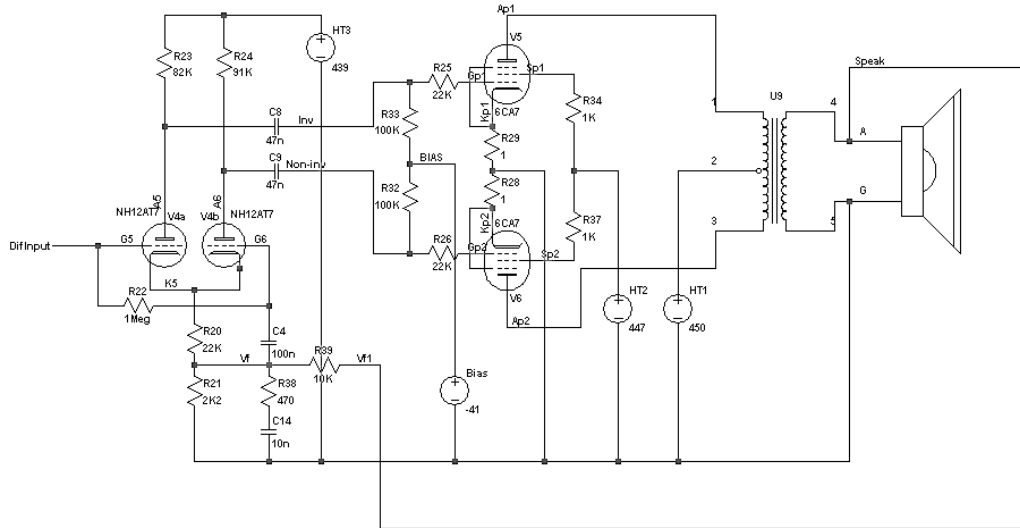


Fig.2.15. Etapa diferencial, etapa push pull y lazo de realimentación cerrado desde el secundario del transformador de salida.

En el Anexo F se detallan los pasos que llevan a la traducción de nuestro sistema en un diagrama de bloques tomando como partida la etapa no inversora. Finalmente, la ganancia en lazo cerrado al despreciar R_o es:

$$A_{lc} = \frac{A}{1 + A \cdot B} \quad (2.3)$$

Habitualmente, en el caso de amplificadores de guitarra, R_o es posible despreciarlo por ser muy pequeño en comparación con R_f .

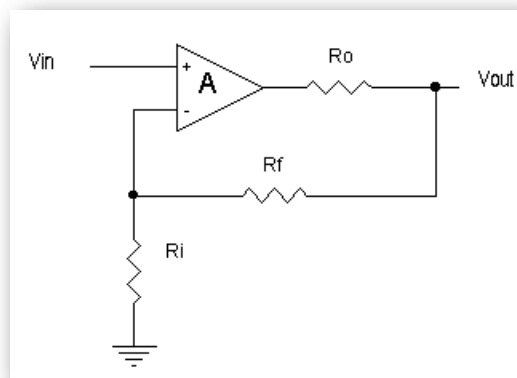


Fig.2.16. A.O. en un circuito que simula el mismo comportamiento que el de la etapa diferencial, la etapa Push-Pull y el transformador de salida, para analizar la realimentación del sistema.

Una vez conocida la ganancia en lazo abierto desde la entrada diferencial hasta el terminal de $16\ \Omega$ del transformador y las resistencias implicadas, es directo el cálculo de la ganancia en lazo cerrado aplicando la fórmula (2.3). Una vez calculada esta se puede calcular la reducción de ganancia debida a la realimentación mediante:

$$\frac{A_{lc}}{A} = \frac{1}{1 + A \cdot B} \quad (2.4)$$

De una manera inversa se puede calcular el valor de las resistencias para lograr la atenuación deseada mediante la realimentación.

Capítulo 3 : Bases del análisis

El tercer capítulo sienta las bases necesarias sobre las cuales se cimentará el análisis de las etapas parciales que conforman el amplificador. Se presentará el modelo de las etapas en pequeña señal y la metodología de análisis. Además, se determinará la validez del modelo de las válvulas para el análisis en entorno SPICE mediante la comparación de su funcionamiento con los datos ofrecidos en la hojas de características.

3.1. Introducción.

En el capítulo 3 se establece una metodología de análisis de las etapas parciales cimentado en el modelo de pequeña señal del triodo, Fig .3.1.

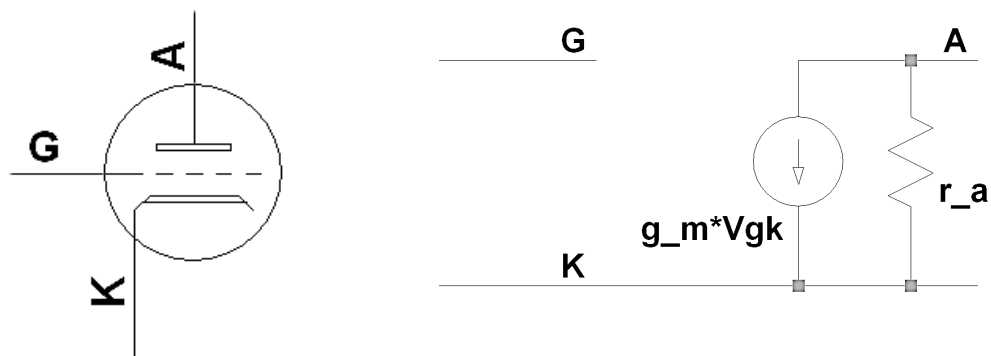


Fig. 3.1. En la imagen, válvula triodo (izquierda) y modelo de pequeña señal (derecha).

El Anexo C expone paso a paso el comportamiento que desemboca al establecimiento del triodo como un generador de corriente dependiente de la tensión V_{gk} .

En el apartado 3.2, se establecen una serie de pautas para determinar los parámetros característicos a partir de las etapas que integran el circuito del amplificador, presentadas de forma genérica.

En el apartado 3.3, se observa con detenimiento los modelos de las válvulas que intervienen en el diseño con el simulador SPICE. Se pretende comprobar de esta manera la fidelidad del comportamiento del modelo con respecto al descrito en la curvas características.

3.2. Análisis de las etapas excitadas con pequeña señal.

• 3.2.1. Metodología del análisis

El análisis consistirá en:

- a) polarización.
- b) sustitución por el modelo de pequeña señal.

Al inyectar una pequeña señal sobre el circuito, podremos extraer la ganancia de la etapa y ver los parámetros que influyen en el resultado.

En este punto del proyecto se pretende orientar los conocimientos adquiridos hacia el modelo en concreto estudiado. Sin embargo, con el fin de no perder un punto de vista global, la sustitución de los valores se llevará a cabo en última instancia.

• 3.2.2. Etapa amplificadora básica con triodo

► 3.2.2.1. Polarización

La etapa amplificadora más simple realizada con una triodo la conforman: el propio triodo, la resistencia de carga R_L , la resistencia de cátodo R_k y la fuente de continua, HT, que alimenta el sistema. La resistencia R_g es habitual para evitar la caída de tensión continua en el circuito de grilla. $C1$ por su parte, cumple la función de condensador de acoplo a de la siguiente etapa.

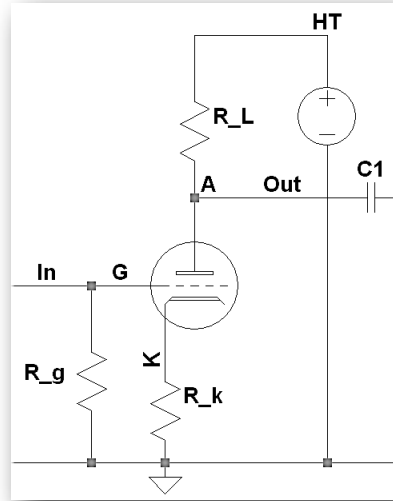


Fig.3.2. Circuito de una etapa de ganancia desarrollada mediante un triodo con polarización por cátodo.

Recordemos que la impedancia de entrada del triodo es muy alta lo que hace que la corriente en el terminal de reja sea esencialmente nula. La malla de tensiones del circuito de entrada nos da la ecuación de la tensión de polarización. Aplicamos Kirchoff en la entrada (3.1) y en la salida (3.2):

$$V_{gk} = -I_a \cdot R_k \quad (3.1)$$

$$V_{HT} = I_a(R_L + R_k) + V_{ak} \quad (3.2)$$

Mediante la ecuación característica de la válvula (3.3):

$$I_a = I_{akk} \left(1 - \frac{V_{gk}}{V_{ak}} \right)^2 \quad (3.3)$$

I_{akk} = valor de I_a para un determinado valor de V_a , siendo $V_{gk} = 0$.

Conociendo las características de la válvula, así como los datos de todos los elementos que intervienen en el circuito, se puede determinar el punto de polarización Q del triodo.

Gráficamente, sobre la curva característica de transferencia (Fig.3.3), la relación V_{gk} - I_a estará representada por una recta cuya pendiente será R_k . De la misma manera, conociendo R_L y HT, podemos trazar la recta de carga en la curva característica de salida (Fig. 3.3). La intersección de las dos rectas sobre las curvas de salida, $I_a(V_a, V_{gk})$, nos dará el punto de polarización visualmente. Interesante para una primera estimación.

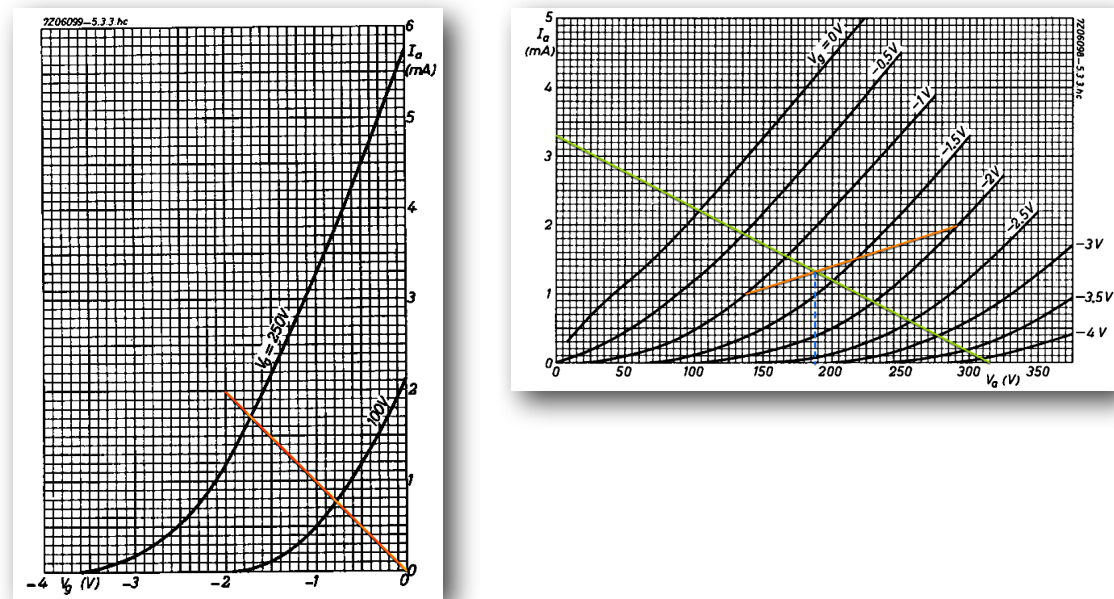


Fig.3.2. Ejemplo de determinación de Q gráficamente a partir de: HT=330V, $R_L=100K$ y $R_k=1K$.
 I_a (V_{gk}) con $V_a = \text{cte}$ (izq); I_a (V_a) con $V_{gk} = \text{cte}$.

A partir del punto de trabajo obtendremos el modelo de pequeña señal que incluye: r_a , resistencia interna de ánodo; g_m , factor de transcoductancia; y μ , factor de amplificación.

El factor de amplificación μ , queda definido en la ecuación 3.4:

$$\mu = r_a \cdot g_m \quad (3.4)$$

► 3.2.2.2. Modelo de pequeña señal

Para analizar la etapa se supondrá una excitación entrante de baja amplitud (pequeña señal) y frecuencia no alta. El esquema para el análisis se obtiene:

- Sustituyendo la válvula por su modelo equivalente de pequeña señal.
- Cortocircuitando las fuentes de tensión de continua.

El análisis del circuito resultante se realiza como si se tratase de un circuito convencional. El nuevo esquema será el representado en la Fig.3.5.

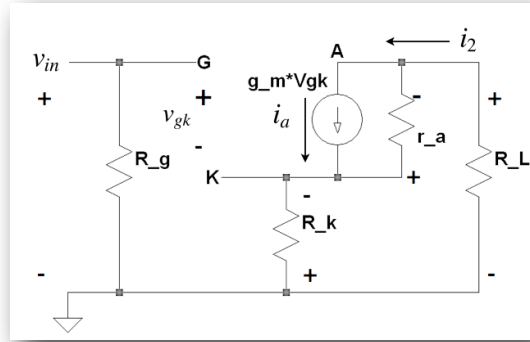


Fig.3.3. Circuito de la etapa de ganancia básica con triodo sustituyendo dicho componente por su modelo para baja señal.

Aplicando la segunda ley de Kirchhoff, planteamos 2 mallas, la de entrada(3.5) y la de salida(3.6). Una de ellas inmediatamente resuelta al ser el generador de corriente dependiente de V_{gk} .

$$V_{gk} = V_{in} - V_{R_k} \quad (3.5)$$

$$V_{R_L} + V_{r_a} + V_{R_k} = 0 \quad (3.6)$$

La corriente de la primera malla en prácticamente nula al contar con R_g muy grande, así como la impedancia de entrada del componente. Por tanto, la tensión de R_k será producto de la misma por la corriente de la malla segunda. Lo que nos lleva a:

$$i_a = g_m \cdot v_{gk} = g_m \cdot (v_{in} - i_2 \cdot R_k) \quad (3.7)$$

$$-i_2 \cdot R_L - (i_2 - i_a) \cdot r_a - i_2 \cdot R_k = 0 \quad (3.8)$$

Al tener i_a en función de v_{in} , obtenemos la corriente que pasará por la resistencia de carga:

$$i_2 = \frac{r_a \cdot g_m \cdot v_{in}}{R_L + r_a + R_k + r_a \cdot g_m \cdot R_k} \quad (3.9)$$

Por tanto la ganancia de la etapa será:

$$A_v = \frac{V_{R_L}}{V_{in}} = \frac{-r_a \cdot g_m \cdot R_L}{R_L + r_a + R_k + r_a \cdot g_m \cdot R_k} \quad (3.10)$$

Dejando en evidencia, con el signo negativo, el carácter inversor de la etapa. También se aprecia la incidencia del valor de la resistencia de carga

R_L , en la ganancia. R_k , por su parte, influye negativamente, actúa en la etapa como una realimentación negativa. Traduciendo la etapa a un diagrama de bloques sería:

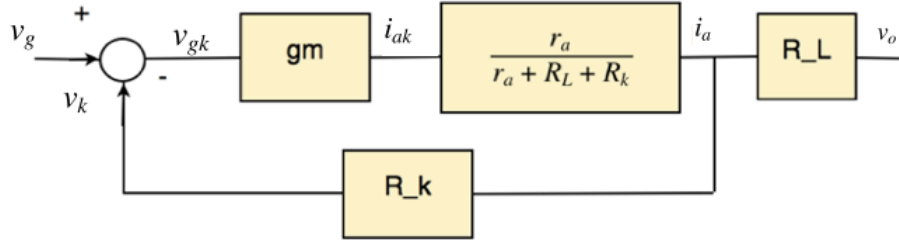


Fig.3.4. Diagrama de bloques de la etapa de ganancia básica de un triodo.

Si tenemos en cuenta la relación existente entre g_m , r_a y μ , se encuentra el sentido a las fórmulas que aparecen en otros textos sobre la ganancia de esta etapa:

$$A_v = \frac{-\mu \cdot R_L}{r_a + R_L + R_k \cdot (1 + \mu)} \quad (3.11)$$

► 3.2.2.3. Introducción de condensador de bypass

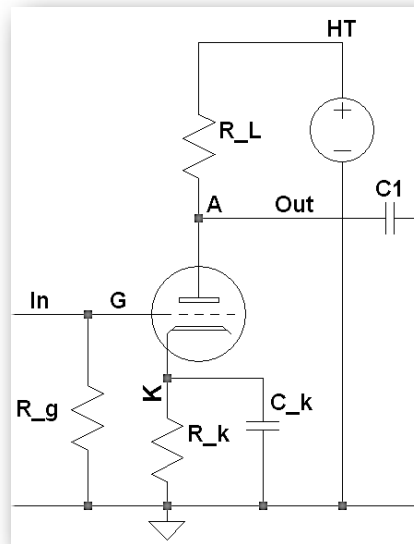


Fig.3.4. Etapa de ganancia desarrollada por un triodo con condensador de "bypass" en cátodo.

Una variante del circuito con el triodo funcionando como amplificador de señales, es la introducción de un condensador de acoplo, C_k , en paralelo con R_k . Este condensador recibe el nombre de condensador de bypass, derivado de su función en la etapa.

En términos de polarización del triodo, no hay influencia ninguna dado que el condensador en continua se comporta como un circuito abierto. De tal manera que los factores determinantes seguirán siendo: HT, la tensión de alimentación; R_L , la resistencia de carga; y R_k , la resistencia de cátodo.

Sin embargo, al plantear la situación de excitación con baja señal, la actuación del condensador supone el cambiarlo por un corto circuito, anulando así la incidencia de R_k sobre la ganancia final de la etapa. Siguiendo los mismos pasos de antes, un análisis de la etapa al sustituir los componentes del circuito por sus equivalentes en baja señal y frecuencia no alta, nos dará el valor de la ganancia.

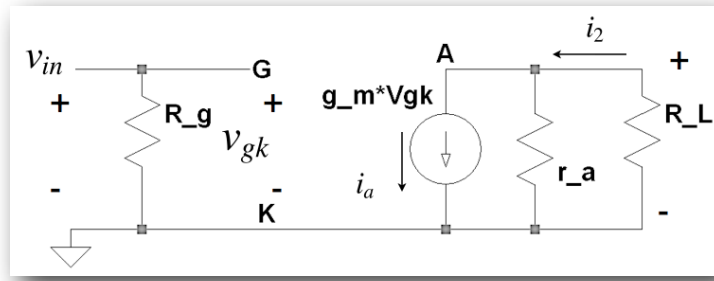


Fig.3.5. Sustitución en el circuito por el modelo de baja señal de un triodo en una etapa de ganancia con condensador de “bypass”.

La ganancia de la etapa es directa. La no existencia del circuito de realimentación supone que $V_{in} = V_{gk}$.

$$A_v = \frac{-g_m \cdot r_a \cdot R_L}{r_a + R_L} \quad (3.12)$$

Sin embargo, esto no ocurre en todo el rango de frecuencias, dado que el condensador va variando su impedancia a lo largo del espectro. Si el condensador es suficientemente grande, su impedancia será muy baja durante todo el rango de las frecuencias, por tanto se podrá sustituir por un cuasi cortocircuito, lo que implicará una banda de ganancia ancha mayor sin la incidencia del lazo de realimentación.

El fin de la inserción del condensador en el circuito, desde luego, es la descrita, pero sólo parcialmente. La intención es beneficiarse, precisamente de su respuesta frecuencial y proporcionar sólo, la ganancia máxima, a un determinado rango de frecuencias superiores.

• 3.2.3. Etapa seguidora de cátodo con triodo

► 3.2.3.1. Polarización

La etapa seguidora tiene como una de sus principales funciones la de adaptación de impedancias. En esencia, es una etapa con una muy alta impedancia de entrada y una baja impedancia de salida manteniendo prácticamente la salida con respecto de la entrada casi invariable, aproximándose la ganancia de tensión prácticamente a la unidad.

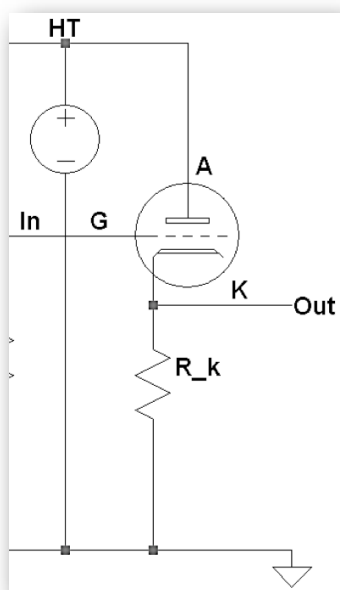


Fig.3.6. Etapa seguidora de cátodo con triodo.

En la Fig.3.6. se muestra la etapa seguidora, los elementos relevantes son: el propio triodo; la tensión de alimentación, HT; y R_k , que en este caso actuará de carga en el circuito.

La tensión establecida por la etapa anterior en reja, estará en el cátodo más la tensión de polarización del triodo. El suministro de corriente a R_k vendrá directamente desde la fuente de alimentación.

Para establecer el punto de polarización, la tensión de entrada es esencial. A través de las curvas, se puede establecer con bastante proximidad trazando la línea de carga debido a la resistencia de R_k y conociendo la tensión de alimentación HT. Una vez plasmada ésta y sabiendo que la corriente que se suministra a carga viene determinada por la tensión $V_g = V_k$

(aprox.). La intersección de la línea de carga con la corriente de placa muestra el punto de polarización $Q(V_{ak}, I_a)$.

$$I_a = \frac{V_k}{R_k} \quad (3.13)$$

Siendo HT conocida y V_g fruto de la salida de la etapa anterior, se puede obtener gráficamente sobre las curvas características, Fig.3.7.

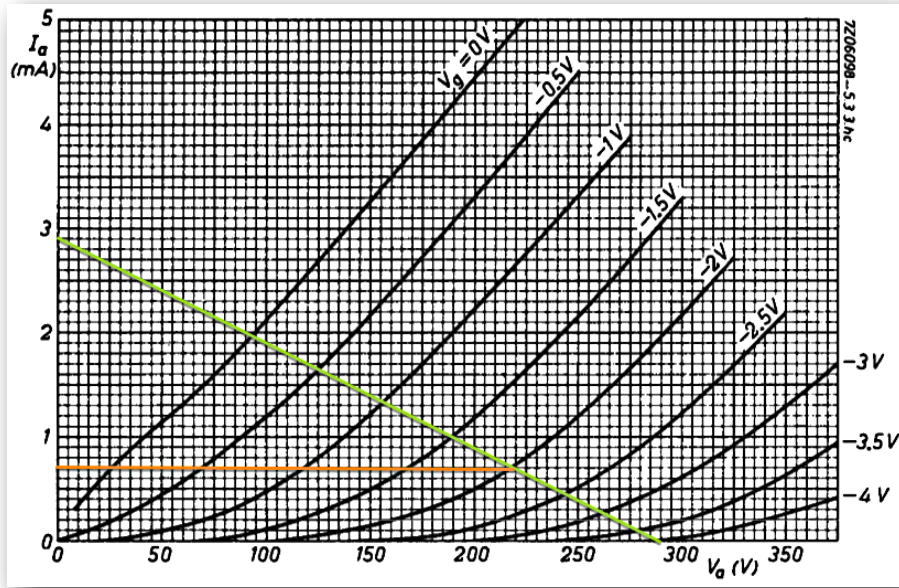


Fig.3.7. Polarización del triodo 12AX7 como seguidor de cátodo sobre las curvas características, HT= 290, $R_k = 100K$, $V_g=72V$.

► 3.2.3.2. Respuesta a baja señal

El análisis de la ganancia vendrá dado por la resolución del circuito tras la sustitución del triodo por el circuito modelado para baja señal, Fig.3.8.

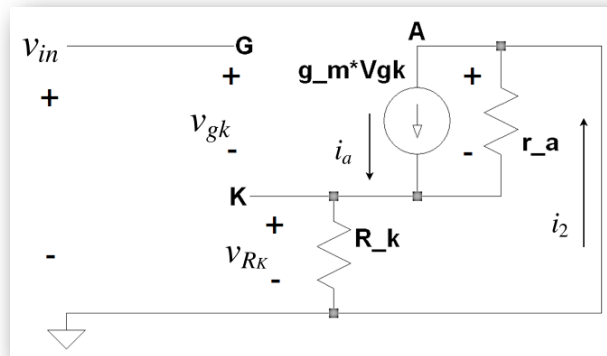


Fig.3.8. Circuito de la etapa seguidora sustituyendo el triodo por su modelo para baja señal.

Aplicando Kirchoff a la malla de entrada.

$$v_{gk} = v_{in} - v_{R_k} \quad (3.14)$$

Se aplica Kirchoff a la malla de salida.

$$v_{ra} + v_{R_k} = 0 \quad (3.15)$$

Al conocer directamente la relación entre la corriente i_a y v_{gk} :

$$i_a = gm \cdot v_{gk} = gm \cdot (v_{in} - i_2 \cdot R_k) \quad (3.16)$$

$$i_2 \cdot R_k + (i_2 - i_a) \cdot r_a = 0 \quad (3.17)$$

Despejando i_2 :

$$i_2 = \frac{v_{in} \cdot r_a \cdot gm}{r_a + R_k + R_k \cdot r_a \cdot gm} \quad (3.18)$$

Extraer la ganancia de la etapa a partir de este resultado:

$$A_v = \frac{R_k \cdot r_a \cdot gm}{r_a + R_k + R_k \cdot r_a \cdot gm} \quad (3.19)$$

Las consideraciones más relevantes que se pueden extraer de este resultado son dos. La primera, observar el carácter no inversor de la etapa como era de esperar. La segunda, al despejar el valor resultante será muy próximo a la unidad siempre que se cumpla:

$$R_k \cdot r_a \cdot gm \gg r_a + R_k \quad (3.20)$$

Estas dos consideraciones no hacen más que reafirmar la características más relevantes de la etapa seguidora.

• 3.2.4. Etapa diferencial con triodos

Una etapa diferencial tiene como salida, como su nombre indica, una diferencia entre dos tensiones. En el caso del diseño del Hiwatt se optó por la etapa “long-tail” acoplada en DC (Fig. 3.9), la cual se analiza a continuación.

Long-tail pair acoplada en DC.

► 3.2.4.1 Polarización

Esta etapa presenta dependencia de la señal que proviene de la etapa anterior. La tensión de polarización vendrá definida por la diferencia entre la componente de continua de la entrada y la tensión que exista en los cátodos, unidos en el mismo punto eléctrico (Fig. 3.9.).

Como la corriente de grilla se considera nula y el cátodo es común, ambos triodos tendrán la misma V_{gk} . Si las resistencias de carga son iguales, la intensidad de polarización será la misma. El proceso de cálculo de R_{L_1} , $R_{t_2'}$ y $R_{t_3'}$ se hace como si la el triodo estuviese solo. Una vez establecida la corriente de polarización, R_{L_2} se eligen del mismo valor o similar a R_{L_1} y las resistencias de “tail” quedan definidas como:

$$R_{t_2} = \frac{R_{t_2'}}{2} \quad (3.20)$$

$$R_{t_3} = \frac{R_{t_3'}}{2} \quad (3.22)$$

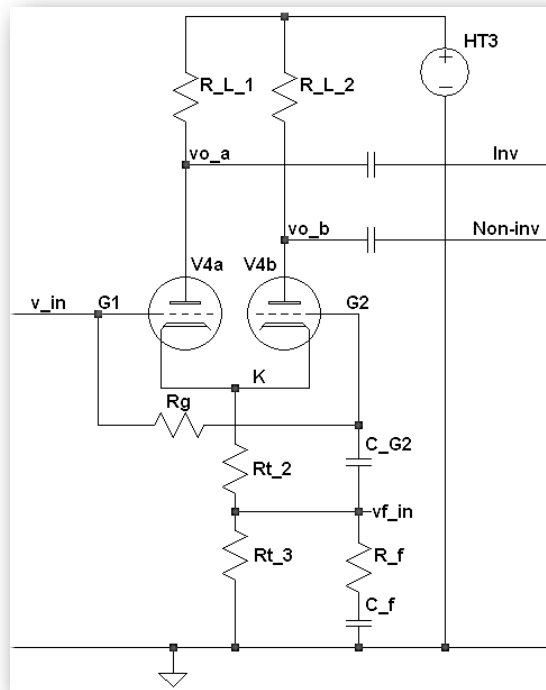


Fig.3.9. Esquema de una etapa diferencial “long tail pair” acoplado en DC.

► 3.2.4.2. Respuesta a baja señal

Sustituimos los triodos por su circuito equivalente. C_G2 junto con R_g hace que G2 esté cortocircuitada con el punto intermedio entre R_{t_2} y R_{t_3}. En consecuencia, el triodo b (el de la derecha en la Fig.3.9) está excitada por grilla con v_{f_in}, de valor pequeño, que produce una señal pequeña invertida en la salida v_{o_b}. Además, el triodo b está excitado con una señal de v_k mucho mayor por cátodo. A este le corresponde una tensión no invertida de ganancia en v_{o_b}.

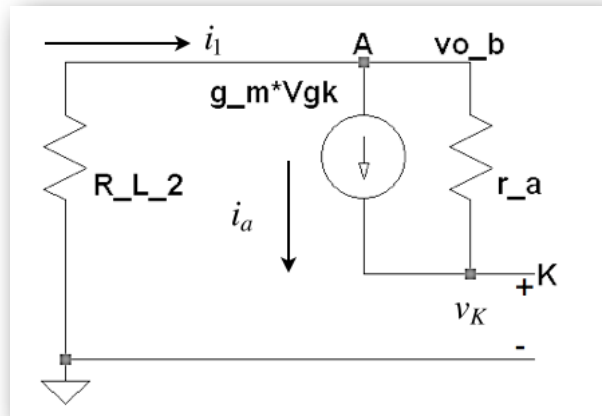


Fig.3.10. Modelo para determinar la salida al excitar el triodo por cátodo y mantener la v_g constante.

La tensión en grilla se mantiene constante:

$$i_a = gm (v_g - v_k) = -gm \cdot v_k \quad (3.23)$$

Aplicando Kirchoff:

$$R_{L_2} \cdot i_1 + r_a \cdot (i_1 + gm \cdot v_k) + v_k = 0 \quad (3.24)$$

$$v_{o_b} = - R_{L_2} \cdot i_1 \quad (3.25)$$

Despejamos en la ecuación 3.24:

$$i_1 = \frac{-v_k (1 + r_a \cdot gm)}{R_{L_2} + r_a} \quad (3.26)$$

El resultado es una salida en fase con v_k y, por tanto, en fase con respecto a v_{in}. La ganancia vendrá dada por la ecuación 3.27.

$$\frac{v_{ob}}{v_k} = \frac{R_{L2} \cdot (1 + r_a \cdot gm)}{R_{L2} + r_a} \quad (3.27)$$

Para sacar la ganancia de la etapa, se lleva a cabo un análisis por superposición. Las situaciones que se presentan son dos:

- Excitación del sistema con dos entradas iguales.
- Estableciendo un valor doble de i_k de lo obtenido, excitar solo una de ellas.

Situación a)

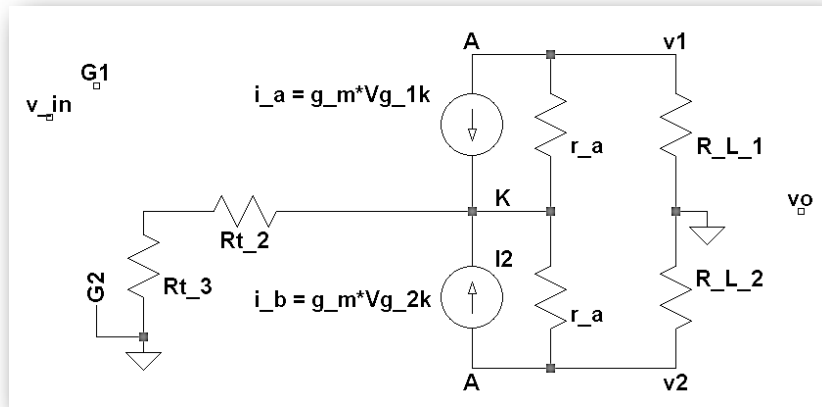


Fig.3.11. Modelo para determinar la ganancia de la etapa diferencial frente a una excitación v_{in} .

Se establece una acción simétrica por parte de los dos triodos haciendo:

$$R_{L2} = R_{L1} = R_L \quad (3.28)$$

Al excitar con v_{in} por G1, el triodo b va a ser excitado indirectamente a través de cátodo debido a la misma señal v_{in} . La ganancia resultante es:

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{(v_1 - v_2)}{v_{in}} = \frac{-R_L \cdot r_a \cdot gm}{R_L + r_a} = K_v \quad (3.29)$$

Situación b)

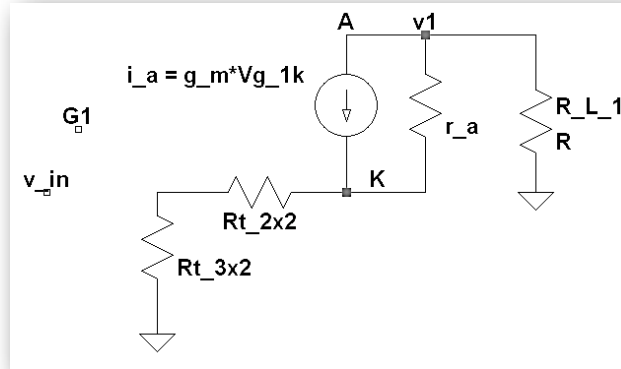


Fig.3.12. Modelo para determinar la variación de i_1 con respecto la entrada v_{in} .

Para establecer la corriente de la etapa cuando están funcionando los dos triodos y ver la respuesta al excitar solo un triodo, el valor de las resistencias de cátodo se ha doblado, ya que los dos suministran la misma corriente. Esto sitúa V_k a la tensión necesaria. De éste modelo obtenemos la relación existente entre i_1 que circula por la carga y la tensión v_{in} :

$$\frac{i_1}{v_{in}} = \frac{r_a \cdot g_m}{R_L + r_a + R_T \cdot (1 + r_a \cdot g_m)} = K_i \quad (3.30)$$

Siendo R_T la suma en serie de las resistencias de cátodo:

$$R_T = 2 \cdot (R_{t2} + R_{t3}) \quad (3.31)$$

Solución

Por superposición, las dos situaciones anteriores modelan el sistema como se representa en la Fig. 3.12. en forma de diagrama de bloques.

La relación entre las entradas es:

$$\frac{v_2}{v_1} = \frac{K_i \cdot R_{t3}}{1 - K_i \cdot R_{t3}} \quad (3.32)$$

La ganancia total se determina a partir del diagrama.

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \left(1 - \frac{K_i \cdot R_{t3}}{1 - K_i \cdot R_{t3}} \right) \cdot K_v \quad (3.33)$$

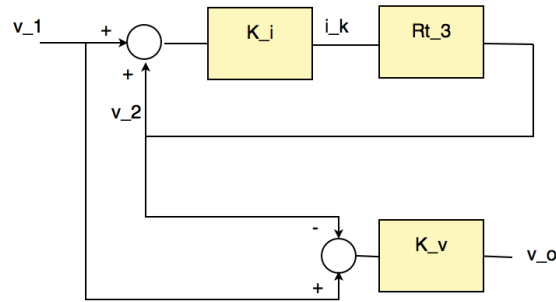


Fig.3.13. Modelo en diagrama de bloques de la etapa diferencial “long tail pair”.

• 3.2.5. Modelo de baja señal para pentodos

El circuito equivalente del modelo de pequeña señal para pentodos es el mismo que para triodos dado que se basa en los mismos principios. El análisis, por tanto, de una etapa desarrollada con un pentodo será análogo al del caso de un triodo.

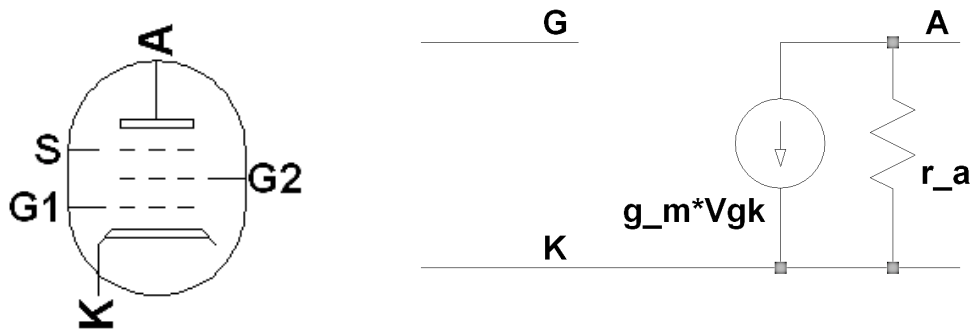


Fig. 3.14. En la imagen, válvula pentodo (izquierda) y modelo de pequeña señal (derecha). Los terminales son: G1= grilla de control; G2 = grilla de pantalla; A=ánodo; K =cátodo; S =grilla supresora.

3.3. Modelo SPICE de las válvulas: 12AX7, 12AT7, EL34.

• 3.3.1. Curvas características en DC.

En este apartado muestro los modelos utilizados durante la simulación. Estos modelos han sido diseñados por particulares y colgados en diversas webs orientadas exclusivamente al modelado de válvulas.

Para la elección de un modelo en concreto se ha adoptado, en esencia, dos criterios en el siguiente orden de prioridad: el que más se aproximaba al comportamiento representado por las curvas características aportadas por el fabricante y el que, por cómo estaba desarrollado el código, más legible y comprensible resultaba.

Los autores de los modelos advierten de los propósitos no comerciales de los modelos y que, en según que casos, son sólo un comienzo para el posterior desarrollo, más exacto, de los modelos con los que trabajar. En este caso concreto, dado que no es un objetivo en este proyecto, no se ha desarrollado nada al respecto, es decir, no se ha modificado los modelos en pro de ajustarlos, en mayor grado, a la realidad.

► **3.3.1.1. Triodo de baja potencia: 12AX7.**

Utilizando las herramientas de SPICE, el análisis de barrido en DC (DC Sweep) ofrece un primer acercamiento al modelo, muy rápido y eficaz, para determinar la precisión de su comportamiento.

Se observa que las curvas generadas por el modelo ponen en relación la corriente ánodo-cátodo en función de la tensión de ánodo-cátodo y la tensión de grilla-cátodo. El circuito implementado para el análisis es el de la Fig.3.15.

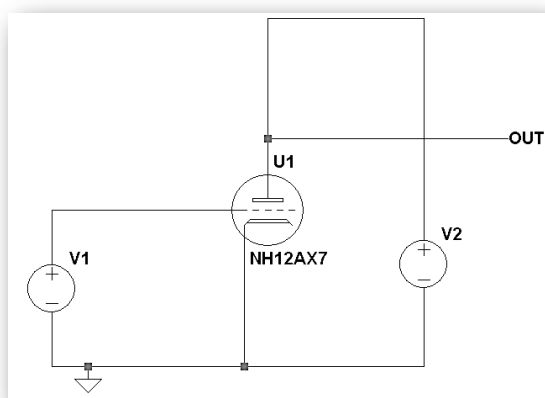


Fig.3.15. Circuito para el análisis DC de un triodo.

Las fuentes V1 y V2 serán las que realizarán el barrido. V1, la tensión de grilla-cátodo, va desde 0 a -5 V, con un paso de 0.5 V. V2, tensión de ánodo-cátodo, va desde 0 a 350 V, con un paso de 5 V. La salida se obtiene en

la corriente de ánodo-cátodo del triodo. El comando utilizado para el análisis han es el siguiente:

.dc V2 0 350 5 V1 0 -5 0.5

Se han obtenido las siguientes curvas características, Fig.3.16:

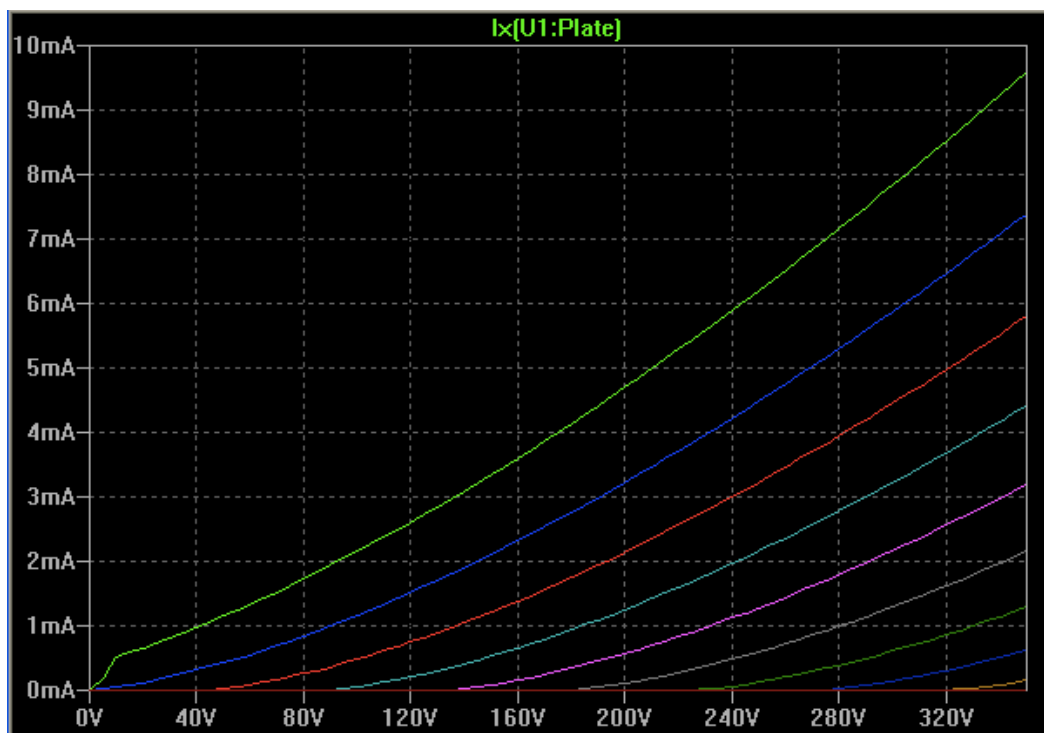


Fig.3.16. Curvas características $I(V_a, V_g)$ obtenidas en simulación utilizando el modelo de triodo ECC83/ 12AX7 .

En esencia el modelo lo constituye una fuente de corriente , situada entre ánodo y cátodo dependiente de una tensión. La tensión de la que depende es una serie de fuentes de tensión dependientes a su vez de otras. En este caso concreto, la proximidad con las curvas proporcionadas por el fabricante y la contención de los diversos modelos de triodos a utilizar en el mismo archivo de librería han sido determinantes para trabajar con este modelo.

La curva característica de transferencia, que pone en relación la corriente de ánodo en función de la tensión de grilla-cátodo para unos valores de tensión de ánodo, queda según el modelo simulado, con el aspecto de la Fig.3.17.

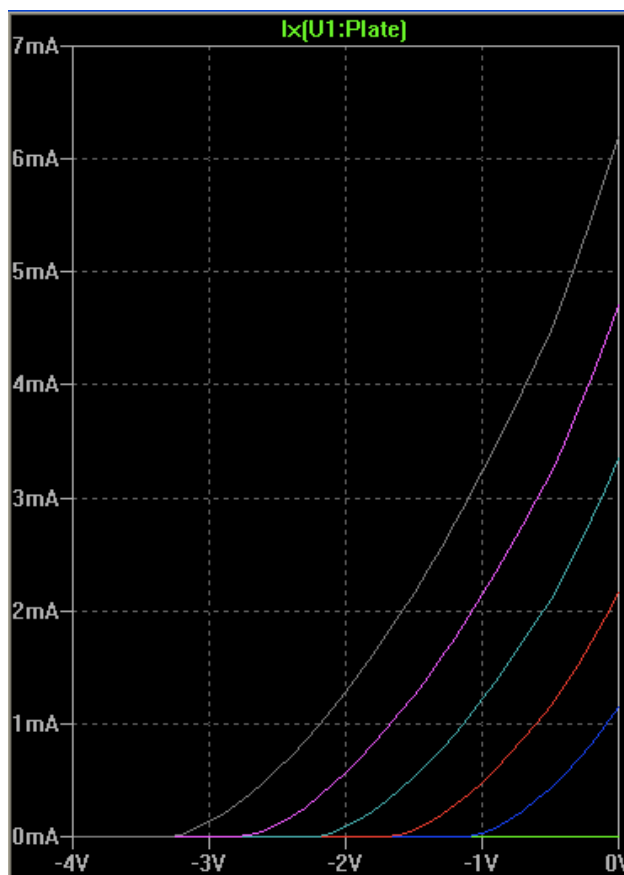


Fig.3.17. Curvas características de transferencia $I(V_g, V_a)$ obtenidas en simulación por el modelo de triodo ECC83/ 12AX7 .

Todo modelo de triodo en el archivo “dmtriodep.inc” parte del subcircuito “TRIODENH”, mostrado en la Fig.3.18, que presenta en sus primeras líneas una serie de parámetros constantes que serán redefinidos para cada modelo concreto de triodo.

La “NH” del nombre hace referencia a “non-heater” en el cual no se hace referencia a los filamentos ni su proceso de calentamiento. Sin embargo, el archivo sí contiene la posibilidad de seleccionar un modelo donde dicha característica no se obvia, de ahí la pertinente distinción. La utilización de este modelo, “TRIODE”, más completo, sería útil para un estudio del comportamiento de la válvula en su transitorio inicial, cuando se produce el calentamiento del filamento y el fenómeno de la termoionización.

En el presente proyecto, se ha escogido el modelo “NH” para desarrollar la simulación del amplificador dado que el comportamiento de la válvula cuando ha alcanzado su régimen permanente, en términos de la temperatura del filamento, es el de interés a la hora analizar el circuito:

```
.SUBCKT TRIODENH A G K
+PARAMS: LIP=1 LIF=3.7E-3 RAF=18E-3 RAS=1 CDO=0 RAP=4E-3
+ ERP=1.5
+ MU0=17.3 MUR=19E-3 EMC=9.6E-6 GCO=0 GCF=213E-6
+ CGA=3.9p CGK=2.4p CAK=0.7p
```

Fig.3.18. Comienzo del subcircuito “TRIODENH” del archivo de librería “dmtriodep” al que se llamará en los diversos modelos de triodo.

Para más detalle del modelo de simulación utilizado, en el ANEXO E, se ha descrito el modelo entero con la precisiones que han sido necesarias para el desarrollo de esta parte del proyecto. Específicamente, se atiende a los parámetros que definen la 12AX7 en la Fig.3.19.

```
*****
* GENERIC: 12AX7 / ECC83
* MODEL: NH12AX7
* NOTES: No heater model
*****
.SUBCKT NH12AX7 A G K
XV1 A G K TRIODENH
+PARAMS: LIP= 1.5 LIF= 0.000016 RAF= 0.076498 RAS= 1 CDO=-0.53056
+ RAP= 0.18 ERP= 1.5
+ MU0= 87.302 MUR=-0.013621 EMC= 0.00000111
+ GCO=-0.2 GCF= 0.00001
+ CGA=3.90E-12 CGK=2.40E-12 CAK=7.00E-13
.ENDS
*****
```

Fig.3.19.El subcircuito NH12AX7 redefine las constantes que particularizan el comportamiento de un triodo 12AX7.

La constantes que definen el triodo son:

LIP: Exponente de conducción límite.

LIF: Factor de conducción límite.

CDO: Conducción de offset.

RAF: Factor de resistencia de ánodo para tensiones negativas en grilla.

RAP: Factor de resistencia de ánodo para tensiones positivas de grilla.

ERP: Poder de emisión.

MU0: Coeficiente Mu entre grilla y ánodo a $V_g=0$.

MUR: Reducción del factor del coeficiente Mu para tensiones negativas altas en grilla.

EMC: Coeficiente de emisión.

GCO: Corriente offset en grilla en voltios.

GCF: Factor escalar de la corriente de grilla.

► **3.3.1.2. Triodo de baja potencia: 12AT7.**

Tanto las válvulas 12AX7 como 12AT7 están encapsuladas por parejas de triodos. Ambos tienen una base de tipo noval (9 pines accesibles) y ambos dos son triodos de baja potencia. En el caso real el factor de amplificación, la resistencia interna y el factor de trasconductancia diferencian el comportamiento de un triodo con respecto a otro.

En el caso de la simulación se adopta una solución similar, todas las características comunes de los triodos de baja potencia hace que se pueda partir de un mismo modelo. La diferencia residirá en la sustitución de los parámetros divergentes a la hora de trabajar con un tipo de triodo u otro. El subcircuito del triodo 12AT7 queda definido en la Fig.3.20. según la librería seleccionada.

```

*****
* GENERIC: 12AT7 / ECC81
* MODEL: NH12AT7
* NOTES: No heater model
*****
.SUBCKT NH12AT7 A G K
XV1 A G K TRIODENH
+PARAMS: LIP= 1 LIF= 0.0037 RAF= 0.09869 RAS= 1 CDO=-0.5
+ RAP= 0.1 ERP= 1.4
+ MU0= 45.093 MUR= 0.012937 EMC= 0.00000863
+ GCO=-0.5 GCF= 0.00012
+ CGA=1.60E-12 CGK=2.30E-12 CAK=4.00E-13
.ENDS
*****

```

Fig.3.20.El subcircuito NH12AT7 redefine las constantes que particularizan el comportamiento de un triodo 12AT7.

Como se observa, el subcircuito realiza una llamada al subcircuito anterior “TRIODENH”.

De manera análoga al caso del análisis del modelado de la 12AX7, se ha comparado las curvas dadas por el fabricante con las curvas obtenidas por simulación. Fig.3.21. y Fig.3.22.

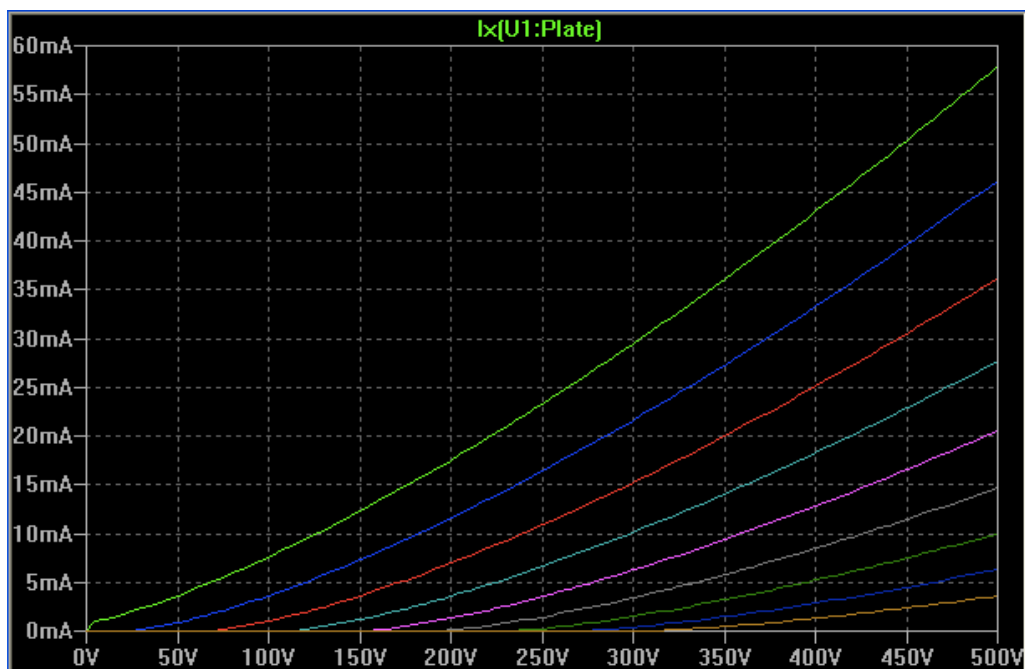


Fig.3.21. Curvas características $I(V_a, V_g)$ obtenidas en simulación por el modelo de triodo 12AT7.

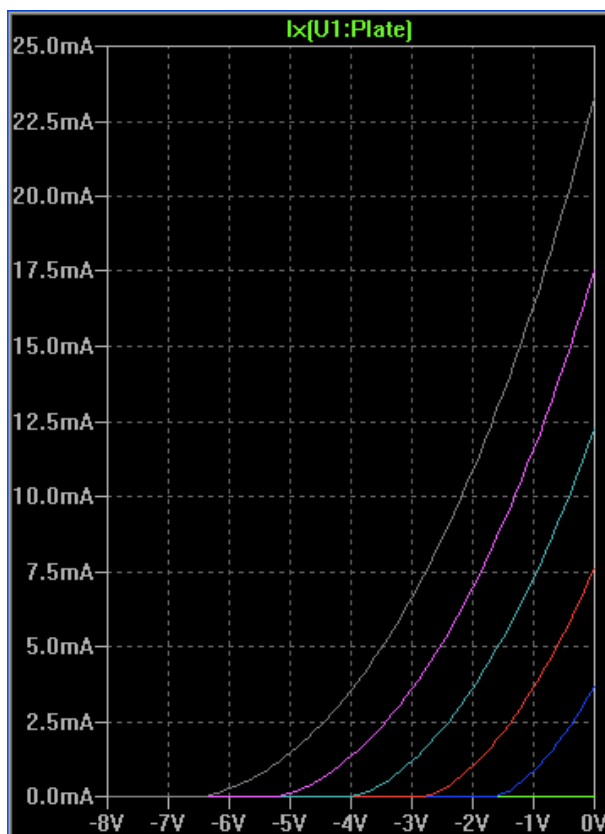


Fig.3.22. Curvas características de transferencia $I(V_g, V_a)$ obtenidas en simulación por el modelo de triodo ECC81/ 12AT7 .

Se han ajustado los parámetros del análisis para el modelo 12AT7 y los resultados, como en el caso del triodo 12AX7, han sido próximos a las curvas de los modelos originales con un error máximo de alguna décima de mA.

En el Anexo A, se describen de los fundamentos que explican el funcionamiento de las válvulas, la utilidad de las curvas características dadas por el fabricante, las funciones y conclusiones pertinentes derivadas de estas y cómo fijar el punto de operación en cual quiere que esté trabajando el triodo, entre otros datos de interés relacionados con esta tecnología.

► **3.3.1.3. Pentodo de potencia: EL34.**

El siguiente modelo de válvula es un pentodo de potencia. Este es capaz de desarrollar 25 Watios. En nuestro caso concreto van a estar trabajando conjuntamente 2 válvulas EL34 en una configuración Push-Pull. En este caso, para los pentodo de potencia, cada ampolla contiene sólo un pentodo. La base esta vez, tendrá 8 pines accesibles.

En el caso del modelado de los pentodos, se han encontrado dos modelos distintos con un comportamiento similar y aproximado a las curvas dadas por el fabricante. En análisis se lleva a cabo de una manera similar con la consideración de la existencia, esta vez, de dos electrodos más: la pantalla y la grilla supresora. El circuito utilizado es el mostrado por la Fig.3.23.

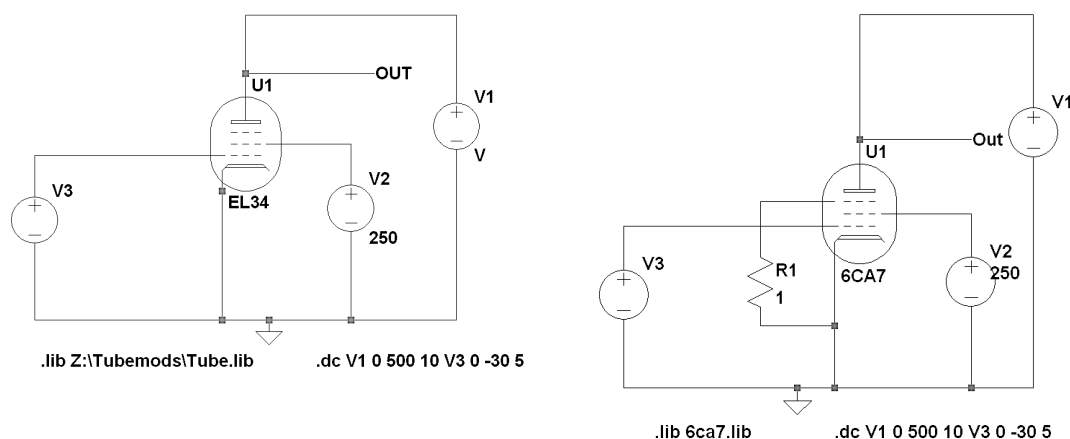


Fig.3.23. Circuito para el análisis en DC de los modelos EL34. A la izquierda, el requerido para el modelo del archivo contenido en "Tube.lib". A la derecha, el requerido para el modelo contenido en el archivo "6ac7.lib".

Uno de los dos modelos, el descrito en el archivo "Tube.lib", obvia la grilla supresora. Esta consideración es posible porque donde tiene verdadera relevancia es en el caso real, en su respuesta frecuencial, debido a las capacidades equivalentes asociadas a la construcción de la válvula. El caso del la EL34 modelada en archivo "6ca7.lib", es necesaria la inserción de una resistencia entre la grilla supresora y cátodo por la manera en la que está abordada el modelo. Entra en conflicto la unión de dos fuentes de tensión, lo que el programa identifica como un cortocircuito y expresa la necesidad de una resistencia para continuar con el análisis.

Para más información a cerca de los modelos, se remite al Anexo F del presente documento.

Las curvas resultantes son algo menos precisas que en el caso de los triodos. La complejidad del modelado de los pentodos es mayor y tiene una repercusión directa en el resultado final. Así, no encontramos con las curvas de las Fig.3.24. y Fig.3.25 para una tensión de pantalla de 250V.

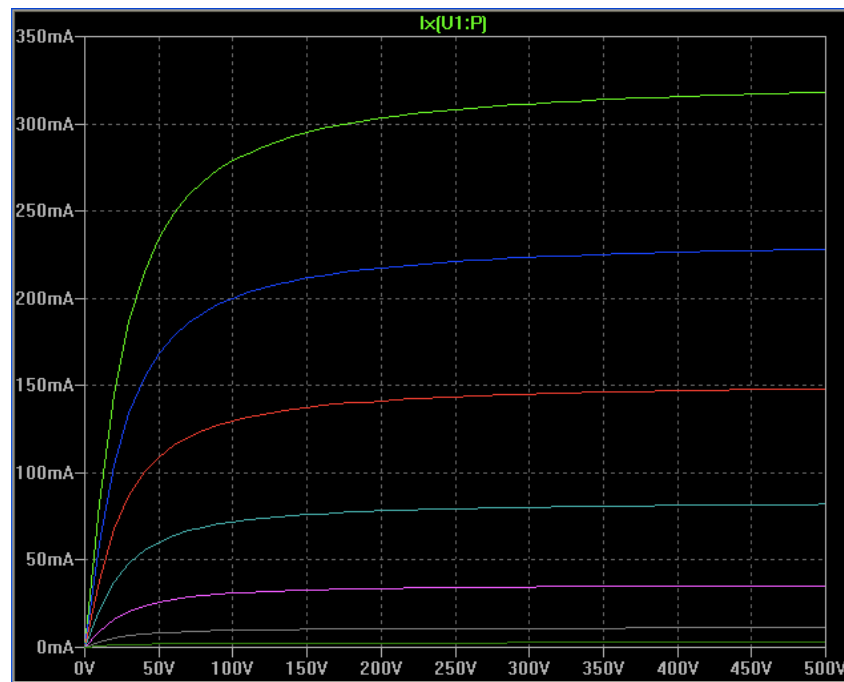


Fig.3.24. Curvas características obtenidas por el modelo de EL34 del archivo “Tube.lib” para una tensión de pantalla de 250V.

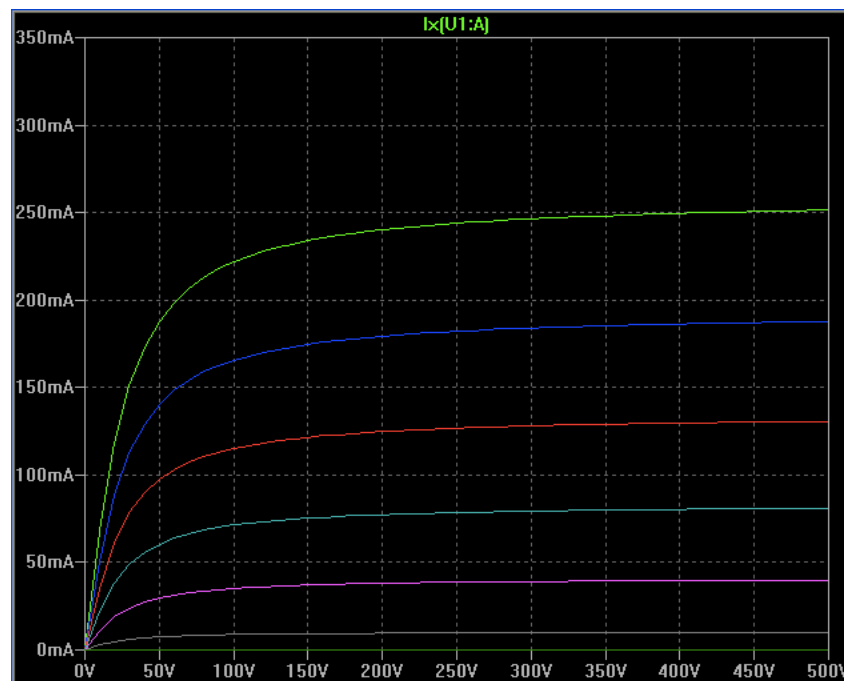


Fig.3.25. Curvas características obtenidas por el modelo de EL34 del archivo “6ca7.lib” para una tensión de pantalla de 250V.

Las curvas obtenidas presentan la forma habitual de las curvas características de pñntodos facilitadas por el fabricante. En el caso del pentodo, dada que una de sus características principales es la dependencia de la corriente de ánodo con la tensión de grilla y la tensión de pantalla, se suelen ofrecer dos

gráficas con valores de tensión de pantalla diferentes. Para contrastar, en el caso de simulación, las curvas para una tensión de pantalla de 360 V son las Fig.3.26. y Fig.3.27.

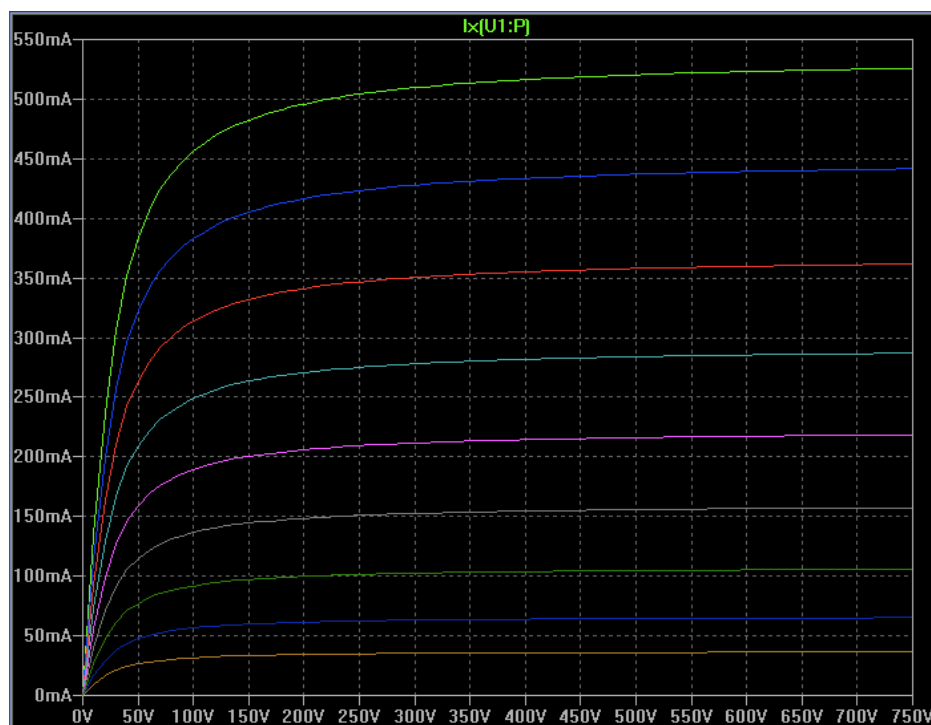


Fig.3.26. Curvas características obtenidas por el modelo de EL34 del archivo "Tube.lib" para una tensión de pantalla de 360V.

En el modelo de "Tube.lib" sigue habiendo un error máximo de aproximadamente 25 mA sobre el valor expuesto en las curvas del fabricante; mientras que en el caso del archivo "6ca7.lib" un error anterior máximo de 25 mA por debajo del valor indicado por las curvas del fabricante se ha doblado a 50 mA por debajo del valor indicado.

Ambos modelos presentan imprecisión. Al servirnos del modelo "Tube.lib" la llegada a la disipación de potencia máxima de 25 Watios se producirá antes, lo que nos hará trabajar con valores inferiores y, por tanto, más seguros a la hora de realizar el paso a los componentes reales.

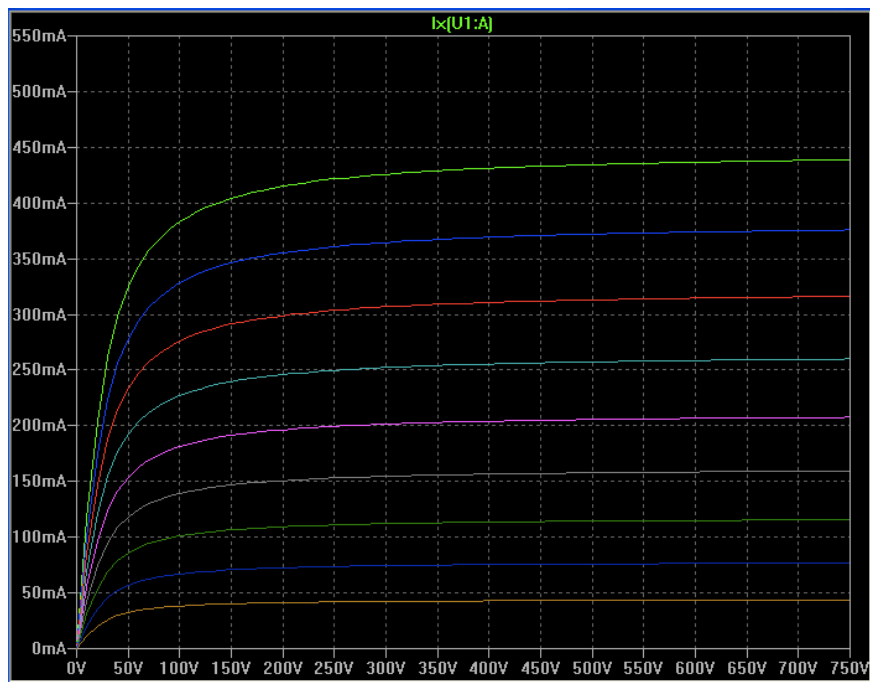


Fig.3.27. Curvas características obtenidas por el modelo de EL34 del archivo “6ca7.lib” para una tensión de pantalla de 360V.

C a p í t u l o 4 :

Análisis de las etapas del DR504 / Modelado de las etapas parciales

En este capítulo se analizan las etapas del amplificador por separado usando el valor de los componentes del diseño, estableciendo el punto de operación y los parámetro más relevantes derivados de éste. El mismo análisis se realiza en el simulador SPICE obteniendo la respuesta frecuencial de la etapa y las impedancias dinámicas de entrada y de salida.

4.1. Introducción

En capítulo 4 abarca el análisis de las etapas en base al modelo equivalente desarrollado de pequeña señal y el análisis de las mismas en el entorno de simulación SPICE.

4.2. Metodología a seguir.

Los siguientes puntos establecen la sucesión de pasos que se llevarán a cabo para la determinación de los valores necesarios para obtener la ganancia de las etapas:

- a) Válvula utilizada.
- b) Punto de polarización.
- c) Factores de transconductancia, resistencia interna y factor amplificador en función de lo anterior.
- d) Solución numérica de los factores que definan la etapa.

Comenzaremos el recorrido en la primera válvula de la etapa preamplificadora e iremos avanzando hasta las válvulas de la etapa de potencia. Siguiendo de esta manera la señal de entrada en su paso por cada válvula hasta llegar a la carga.

Una vez hallados los valores de los factores característicos derivados del punto de polarización, se procederá a contrastar lo hallado con lo obtenido en la simulación. Además, el análisis se completará con la respuesta frecuencial de la etapa, las impedancias de entrada y la de salida.

4.3. Etapa 1.

• 4.3.1. Válvula 1. Canal Bright.

La válvula utilizada es una 12AX7, también designada por el fabricante Mullard-Phillips en Europa como ECC83. En el interior de la cápsula se encuentran dos triodos completamente independientes el uno del otro.

La etapa que se desarrolla se muestra en la Fig.4.3 es una etapa de ganancia con condensador de bypass. Es la primera etapa del amplificador y viene designada por “Canal Bright”. El condensador de bypass, al potenciar los agudos, es el responsable de ésta distinción. En la entrada hay dos conectores TS hembra para cada canal. El superior tiene la designación “Low gain” mientras que el de abajo viene nombrado como “Hi- gain”, ofreciendo una diferente impedancia de entrada cada una de ellas. De esta manera la entrada “Low gain”, atenúa la onda de entrada en el caso de necesidad.

► 4.3.1.1. Punto de polarización

Tabla.4.1. Exhibe el valor de la tensión de alimentación, al resistencia de carga y la resistencia de cátodo.

HT [V]	290
R _L [Ω]	220K
R _K [Ω]	2K2

El punto de polarización se establece sobre las curvas características (Fig.4.1) mediante la recta de carga y sobre la curva de transferencia (Fig.4.2). Los extremos serán los puntos A,B,C,D de la Tabla 4.2.:

Tabla.4.2. Muestras los valores de los puntos situados en la curva característica de salida de la Fig. 4.1. y Fig. 4.2.

	I _a [mA]	V _a [V]
A	0	290
B	1.32	0
C	0.2	-0.5
D	0.9	-2

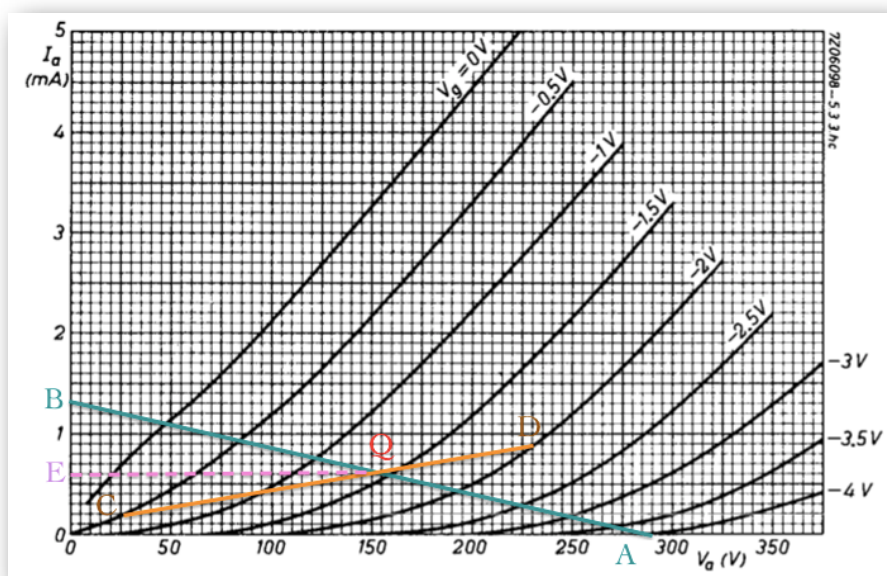


Fig.4.1. Situación del punto de polarización Q sobre las curvas características de salida del triodo (Válvula 1, canal Bright).

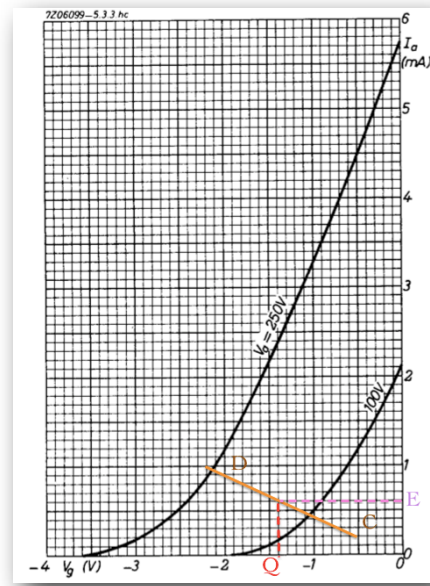


Fig.4.2. Situación del punto de polarización Q sobre las curvas características de transferencia (válvula 1, canal Bright).

El punto de operación Q es ($V_a=155V$; $I_a= 0.6 \text{ mA}$; $V_g=-1.4V$)

► 4.3.1.2. Factores derivados del punto de operación

$$|gm| = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(1.4 \times 10^{-3} - 0.2 \times 10^{-3})}{(0.9 - 1.9)} = 1.2 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

$$|r_a| = \frac{\Delta V_{ak}}{\Delta I_a} = \frac{(100 - 200)}{(0.1 \times 10^{-3} - 1.15 \times 10^{-3})} = 95.2 \text{ k}\Omega$$

$$|\mu| = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(110 - 210)}{((-1) - (-2))} = 100$$

► 4.3.1.4. Factores que definen la etapa

La etapa (Fig.4.3), cuenta con un condensador en el cátodo lo que hace que potencie la salida eliminando el factor de realimentación producido por la incidencia de la resistencia R_k a partir de un determinado rango de frecuencias (paso alto).

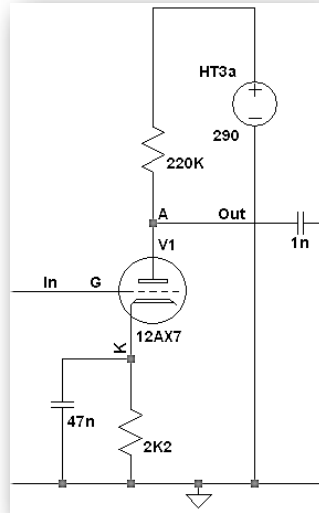


Fig.4.3. Circuito de la etapa de ganancia incluye el condensador de “bypass” y el condensador de acoplo con los valores de diseño.

La ganancia de tensión de la etapa es:

$$A_v = \frac{\mu \cdot R_L}{R_L + r_a} \sqrt{\frac{1 + (2\pi f \cdot R_k \cdot C_k)^2}{\left(1 + \frac{R_k(\mu+1)}{R_L + r_a}\right)^2 + (2\pi f \cdot R_k \cdot C_k)^2}} \quad (4.1)$$

La ecuación 4.1. representa un sistema con un zero y un polo.

Sin embargo, normalmente no es necesaria tanta precisión en este comportamiento, siendo además predecible la respuesta por ser un simple filtro de primer orden. Hay una conocida fórmula derivada de esta que expresa la ganancia a medio camino entre el nivel máximo y el mínimo. La frecuencia la llamamos de “half boost” y vendrá expresada por:

$$f_{(half\ boost)} = \frac{1}{2\pi \cdot R_k \cdot C_k} \cdot \sqrt{1 + \frac{R_k(\mu+1)}{2(R_L + r_a) + \frac{1}{2} R_k(\mu+1)}} \quad (4.2)$$

Se puede reducir aún más considerando $R_a + r_a \gg R_k(\mu + 1)$:

$$f_{(half\ boost)} = \frac{1}{2\pi \cdot R_k \cdot C_k} = \frac{1}{2\pi \cdot 2K2 \cdot 47nF} = 1539\ Hz \quad (4.3)$$

A esta frecuencia la ganancia se ha reducido en un factor 0.707.

La ganancia máxima de la etapa es de:

$$A_v = \frac{-\mu \cdot R_L}{r_a + R_L} = -69.84 \quad (4.4)$$

$A_v = 36.88$ dB's. El signo menos en la expresión indica que la etapa es inversora.

• 4.3.2. Válvula 1. Canal Normal.

La primera etapa del “Canal Normal” se muestra en la Fig. 4.4. Es una etapa de ganancia sin condensador de bypass. Cuenta con dos conectores TS hembra de entrada como en el caso anterior. La resistencia de $68k\Omega$ presente en ambas entradas, es una resistencia que tradicionalmente se ha puesto para reducir posibles perturbaciones en la señal de entrada. La proximidad entre la reja de control y ésta es vital para optimizar el efecto.

► 4.3.2.1. Punto de polarización

Las características son las mismas que en el triodo A, por tanto. El punto de polarización es el mismo (Tabla.4.1).

► 4.3.2.2. Factores derivados del punto de polarización

Por el mismo razonamiento, son los mismos que en el triodo del canal Bright:

$$|gm| = 1.2 \frac{mA}{V}$$

$$|r_a| = 95.2 k\Omega$$

$$|\mu| = 100$$

► 4.3.2.3. Factores que definen la etapa

La ganancia de la etapa vendrá dada por:

$$A_v = \frac{-\mu \cdot R_L}{r_a + R_L + R_k(1 + \mu)} = -40.94 \quad (4.5)$$

$A_v = 32.24$ dB's. Es una etapa inversora.

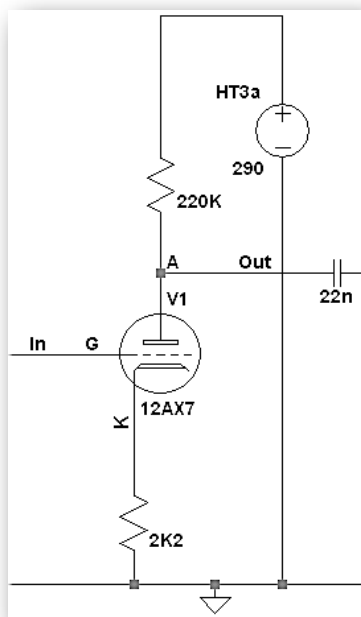


Fig.4.4. Circuito de la etapa de ganancia con los valores del diseño. Válvula 1, canal Normal.

Simulación SPICE.

Debido a las 4 entradas del amplificador, 2 correspondientes al canal Normal y otras dos correspondientes al canal Brillante, dividiremos la primera etapa desarrollada por los dos triodos que conforman la válvula en: canal “Normal Hi-gain”, canal “Normal Low-gain”, canal “Bright Hi-gain” y canal “Bright Low-gain”.

• 4.3.3. Canal Bright Hi-gain. SPICE.

La configuración de la Fig. 4.5, correspondiente al canal “brillante”, muestra un circuito con una determinada respuesta frecuencial que favorece a un rango de altas frecuencias. Esta respuesta se traduce en un timbre más agudo que el aportado por el canal “normal”.

Como se ha comentado con anterioridad, este canal también cuenta con una entrada de “alta-ganancia” y otra de “baja-ganancia”.

► **4.3.3.1. Modelado SPICE de la etapa.**

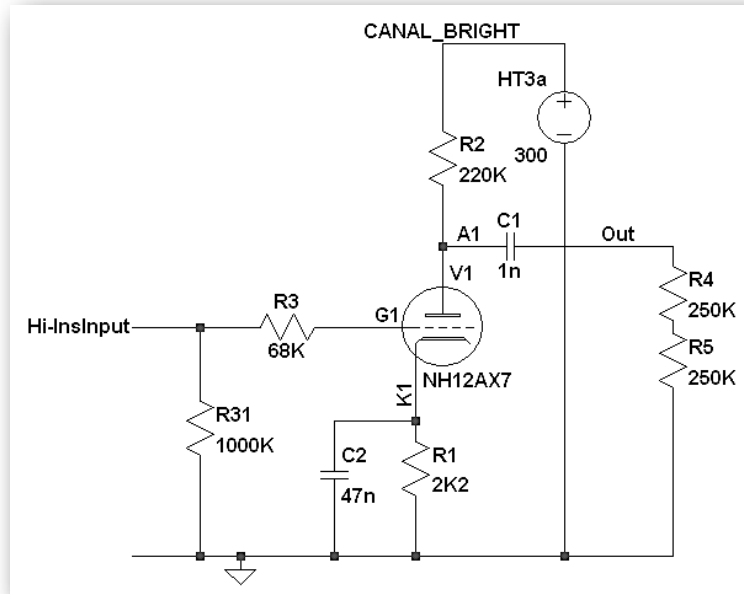


Fig.4.5. Esquema en SPICE del circuito correspondiente al canal Bright y entrada de Hi-gain.

► **4.3.3.2. Extracción de parámetros de pequeña señal de la etapa polarizada.**

Se obtienen en simulación al variar los parámetros una vez situado el triodo en el punto de polarización.

$$|gm| = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(1.39 \times 10^{-3} - 0.16 \times 10^{-3})}{((-0.95) - (-1.946))} = 1.235 \frac{mA}{V}$$

$$|r_a| = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{(156.28 - 155.28)}{((0.673 \times 10^{-3}) - (0.660 \times 10^{-3}))} = 76.92 k\Omega$$

$$|\mu| = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(109.81 - 202.786)}{((-0.95) - (-1.94))} = 93.9$$

► **4.3.3.3. Impedancia de entrada.**

Según la simulación la impedancia de entrada mostrada en la Fig. 4.6, tiene la forma de un polo -zero (red de retraso - adelanto):

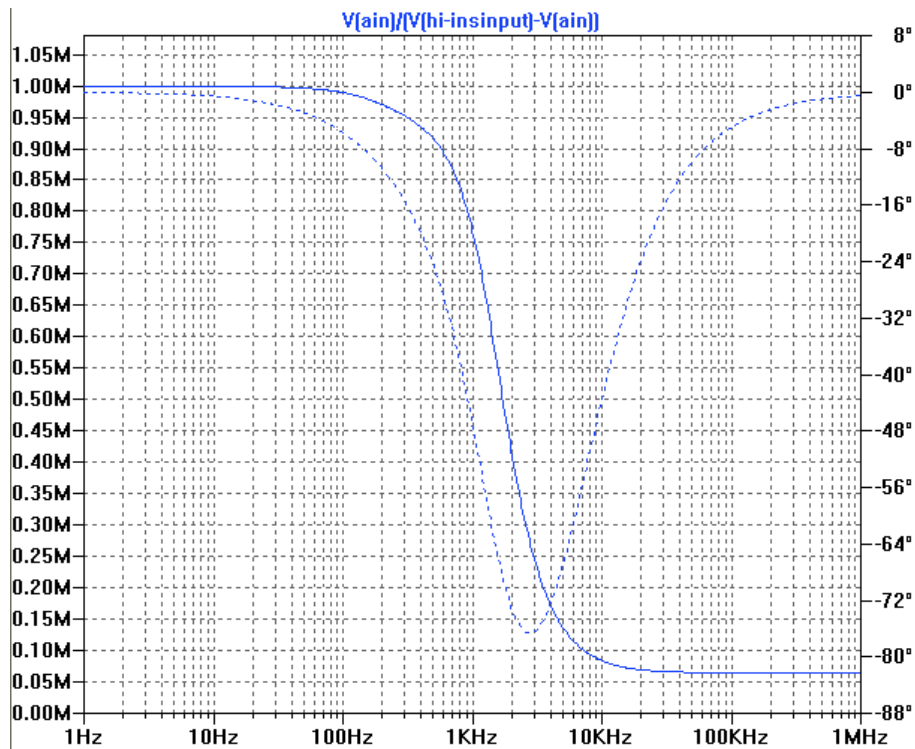


Fig.4.6. Diagrama de la impedancia dinámica de entrada.

► 4.3.3.4. Impedancia de salida.

Es prácticamente constante en todo el rango (Fig.4.7). Gráficamente se observa que la impedancia dinámica de salida ronda los 200K Ω .

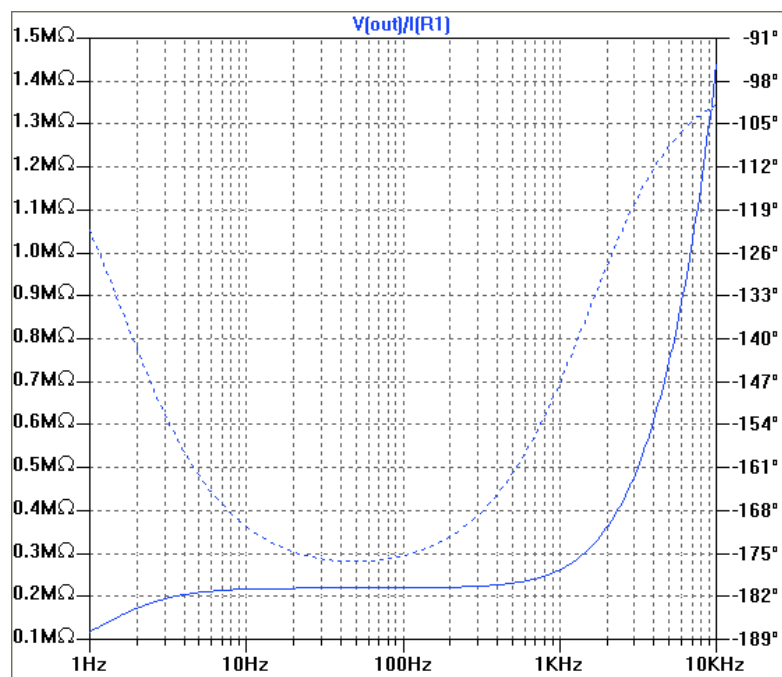


Fig.4.7. Diagrama de la impedancia dinámica de salida.

► 4.3.3.5. Ganancia.

$$A_v (f=5 \text{ KHz}) = 35 \text{ dB's.}$$

$$A_v (f = 80 \text{ Hz}) = 20.1 \text{ dB's.}$$

$$A_v (f = 1.3 \text{ KHz}) = 32 \text{ dB's.}$$

El rango frecuencial de la guitarra como emisor va desde 82Hz en el E más grave (afinación standard:EADGBE') hasta 1.39 KHz en el traste 25 de la primera cuerda. A este rango se le suma el contenido armónico que le acompaña.

En el diagrama de Bode mostrado en la Fig.4.8. se observa el recorte en las frecuencias bajas y el progresivo aumento en la ganancia conforme el condensar situado en paralelo con la resistencia de cátodo va modificando la impedancia equivalente del conjunto, reduciendo la realimentación de la etapa de ganancia básica en favor de una salida mayor. Si el "bypass" fuera completo, es decir, que la acción del condensador cubriese todo el rango frecuencial, se conseguiría una respuesta con la mayor ganancia obtenida en todo el rango.

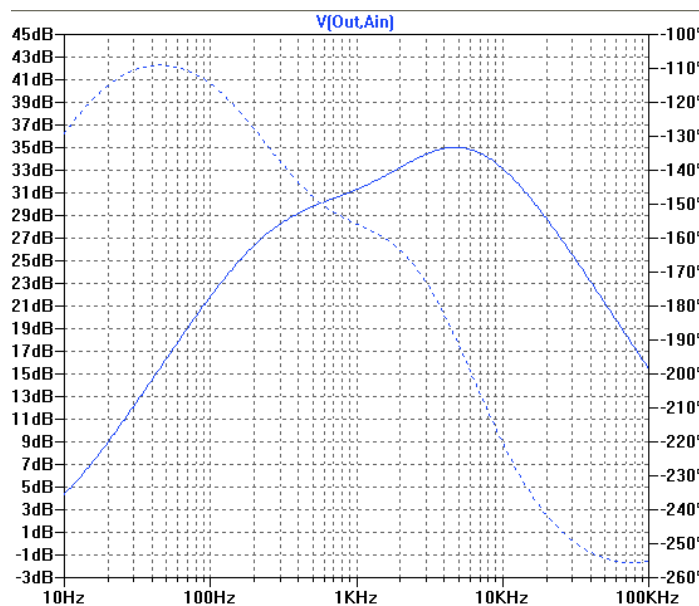


Fig.4.8. Diagrama de Bode de ganancia la etapa 1 del canal Bright con la entrada Hi-Gain.

• 4.3.4. Canal Bright Low-gain. SPICE.

► 4.3.4.1. Modelado SPICE de la etapa

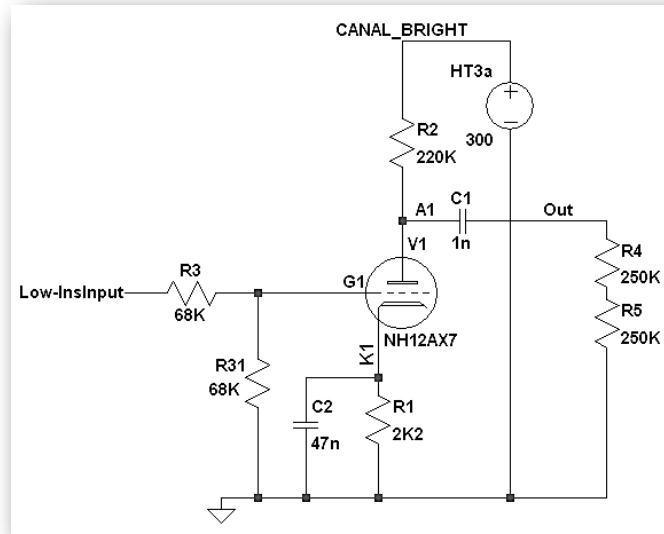


Fig.4.9. La simulación SPICE de la etapa con polarización de entrada correspondiente al canal “Bright” con entrada “Low-gain”. La entrada se divide potenciométricamente para excitar la rejilla.

► 4.3.4.2. Extracción de parámetros de pequeña señal de la etapa polarizada.

$$|gm| = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(1.39 \times 10^{-3} - 0.16 \times 10^{-3})}{((-0.95) - (-1.946))} = 1.235 \frac{mA}{V}$$

$$|r_a| = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{(156.28 - 155.28)}{((0.673 \times 10^{-3}) - (0.660 \times 10^{-3}))} = 76.92 k\Omega$$

$$|\mu| = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(109.81 - 202.786)}{((-0.95) - (-1.94))} = 93.9$$

► 4.3.4.3. Impedancia de entrada.

La Fig.4.10. muestra la impedancia de entrada. Tiene un polo a 1539 Hz debido a $C_2 \parallel R_1$, y un cero debido a $R_3 \parallel R_{31}$ y el condensador parásito de puerta.

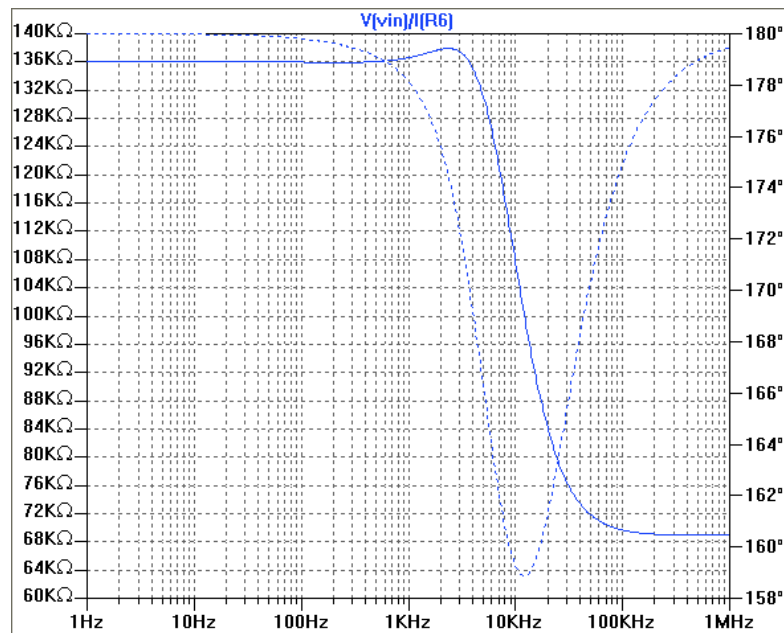


Fig.4.10. Diagrama de la impedancia dinámica de entrada.

Zin dinámica en banda plana 136 K Ω .

► 4.3.4.4. Impedancia de salida.

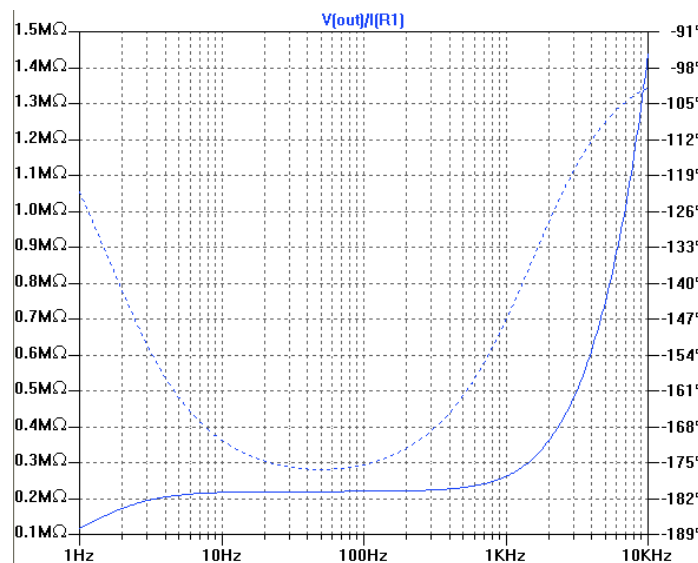


Fig.4.11. Diagrama de la impedancia dinámica de salida.

Impedancia dinámica de salida próxima a 220K Ω en todo el rango de interés.

► 4.3.4.5. Ganancia

La ganancia se aprecia en la Fig.4.12. Supera los 20dB's en el rango medio de frecuencias.

$$A_v (f= 6 \text{ KHz}) = 29.6 \text{ dB's}$$

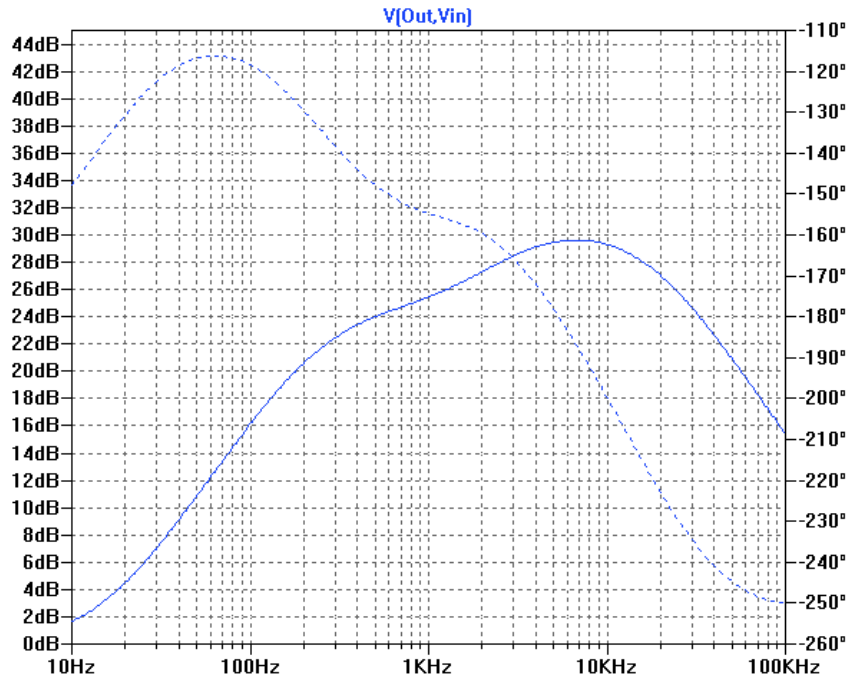


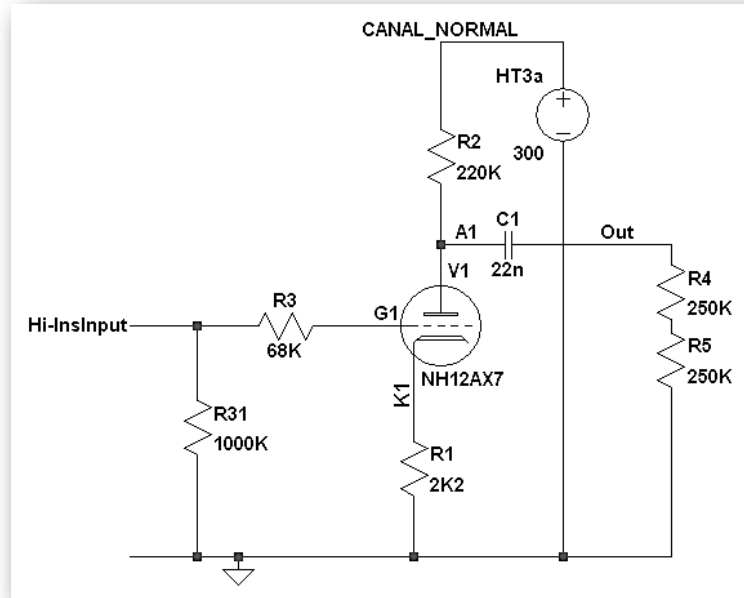
Fig.4.12. Diagrama de Bode de la etapa 1 del canal Bright entrada Low-Gain.

$$A_v (f= 80\text{Hz}) = 14.5 \text{ dB's.}$$

$$A_v (f= 1.3 \text{ KHz}) = 26.3 \text{ dB's.}$$

• 4.3.5. Canal Normal Hi-gain. SPICE.

► 4.3.5.1. Modelado SPICE de la etapa.



La Fig.4.13 muestra el circuito utilizado para simulación SPICE de la etapa con polarización de cátodo correspondiente al cana Normal y entrada Hi-gain.

► 4.3.5.2. Extracción de parámetros de pequeña señal de la etapa polarizada.

$$|gm| = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(1.39 \times 10^{-3} - 0.16 \times 10^{-3})}{((-0.95) - (-1.946))} = 1.235 \frac{mA}{V}$$

$$|r_a| = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{(156.28 - 155.28)}{((0.673 \times 10^{-3}) - (0.660 \times 10^{-3}))} = 76.92 k\Omega$$

$$|\mu| = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(109.81 - 202.786)}{((-0.95) - (-1.94))} = 93.9$$

► 4.3.5.3. Impedancia de entrada.

La impedancia dinámica queda reflejada en la Fig.4.14. Predomina el valor de un $1M\Omega$ en un amplio rango. En la proximidades de 1KHz empieza

a adoptar un valor menor por efectos de la capacidad parásita de puerta cátodo, se reduce al valor $R1 + R3$.

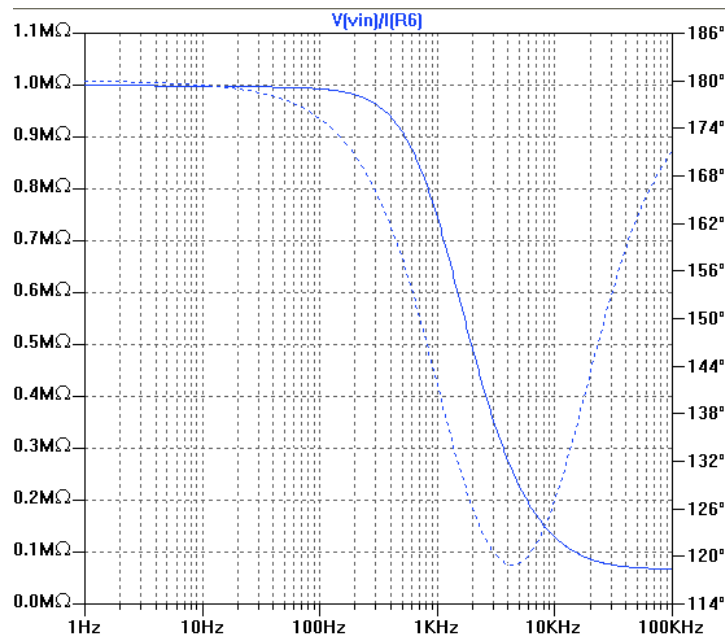


Fig.4.14. Diagrama de la impedancia dinámica de entrada.

► 4.3.5.4. Impedancia de salida.

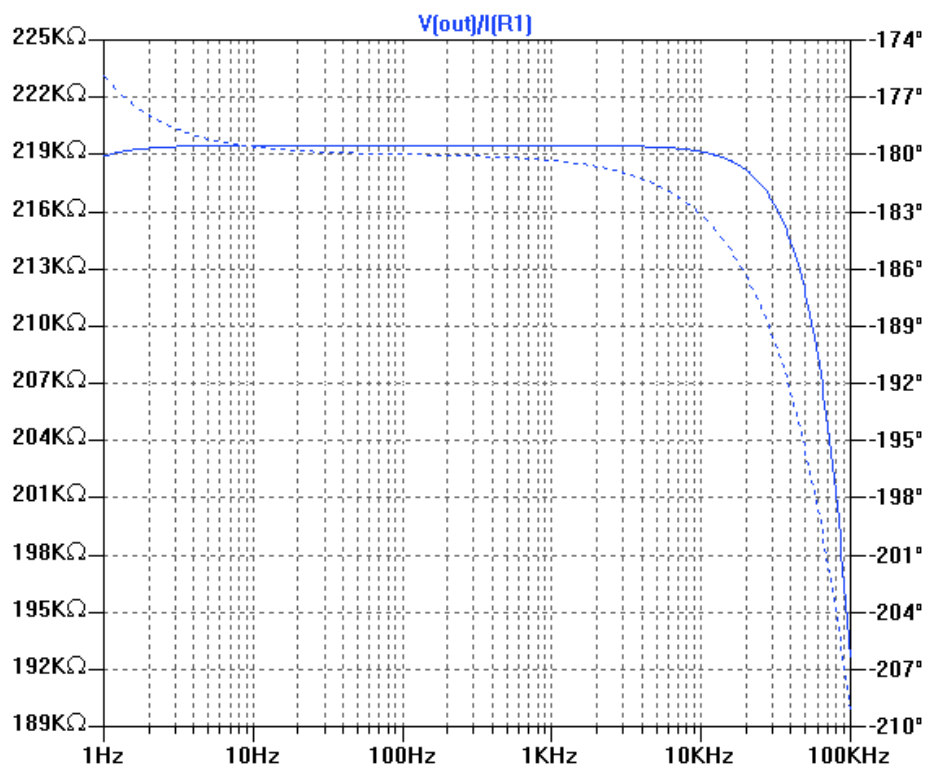


Fig.4.15. Diagrama de la impedancia dinámica de salida.

La impedancia dinámica de salida tiene un valor próximo a $220\text{K}\Omega$ en el rango de interés, se debe a $R2$.

► 4.3.5.5. Ganancia.

$A_v = 30.5\text{ dB's}$. Es prácticamente constante.

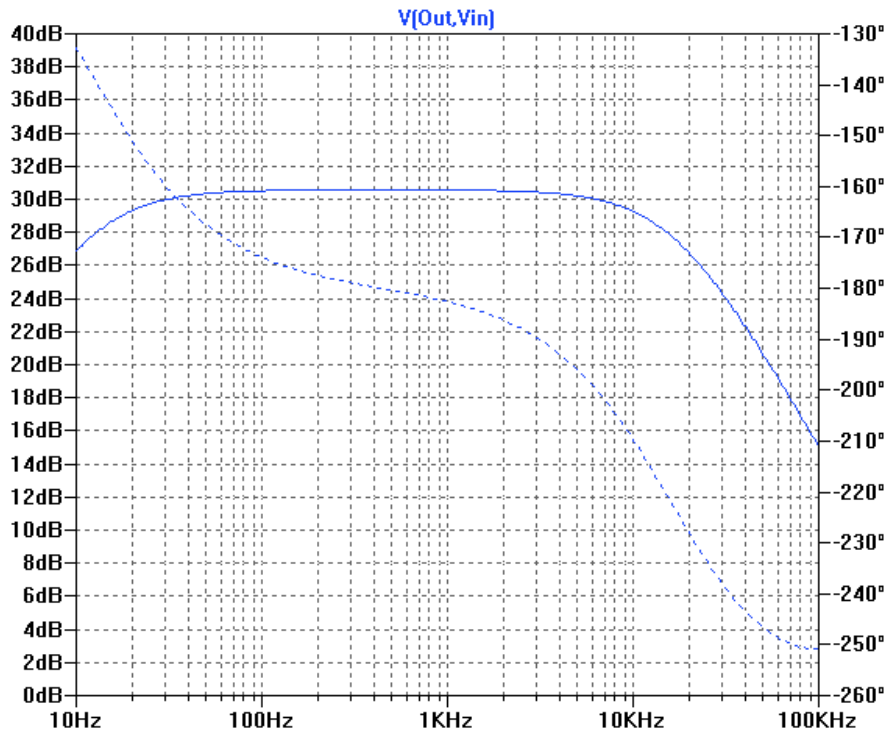


Fig.4.16. Diagrama de Bode de la etapa 1 del canal Normal entrada Hi-Gain.

• 4.3.6. Canal Normal Low-gain. SPICE.

► 4.3.6.1. Modelado SPICE de la etapa.

El circuito resultante de la etapa con entrada de “baja- ganancia” . Se muestra en la Fig. 4.17. La entrada se aplica a través de un divisor resistivo.

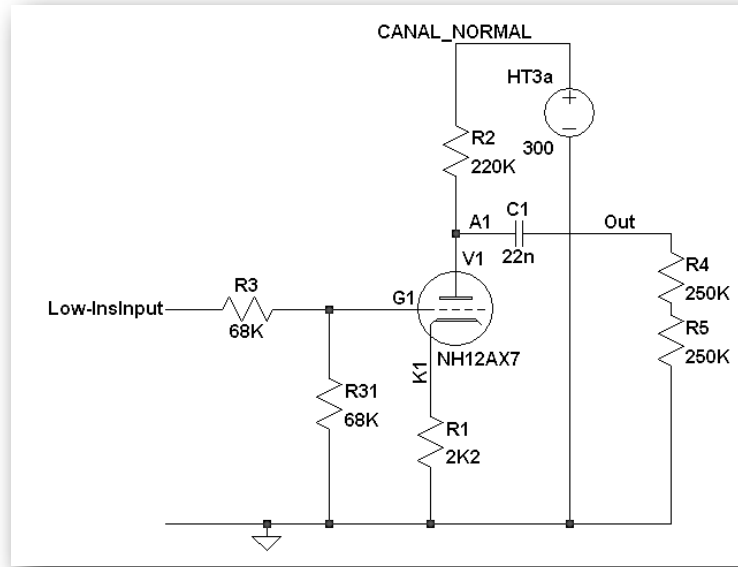


Fig.4.17. Esquema en SPICE del circuito correspondiente al canal Normal y entrada de Low-gain.

► **4.3.6.2. Extracción de parámetros de pequeña señal de la etapa polarizada.**

$$|gm| = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(1.39 \times 10^{-3} - 0.16 \times 10^{-3})}{((-0.95) - (-1.946))} = 1.235 \frac{mA}{V}$$

$$|r_a| = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{(156.28 - 155.28)}{((0.673 \times 10^{-3}) - (0.660 \times 10^{-3}))} = 76.92 k\Omega$$

$$|\mu| = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(109.81 - 202.786)}{((-0.95) - (-1.94))} = 93.9$$

► **4.3.6.3. Impedancia de entrada.**

La Fig. 4. 18 muestra la impedancia dinámica de entrada. Ésta se mantiene en 135 KΩ, es debida a R3 + R31. Una impedancia menor que la de la entrada “Hi-gain”, próxima a 1MΩ.

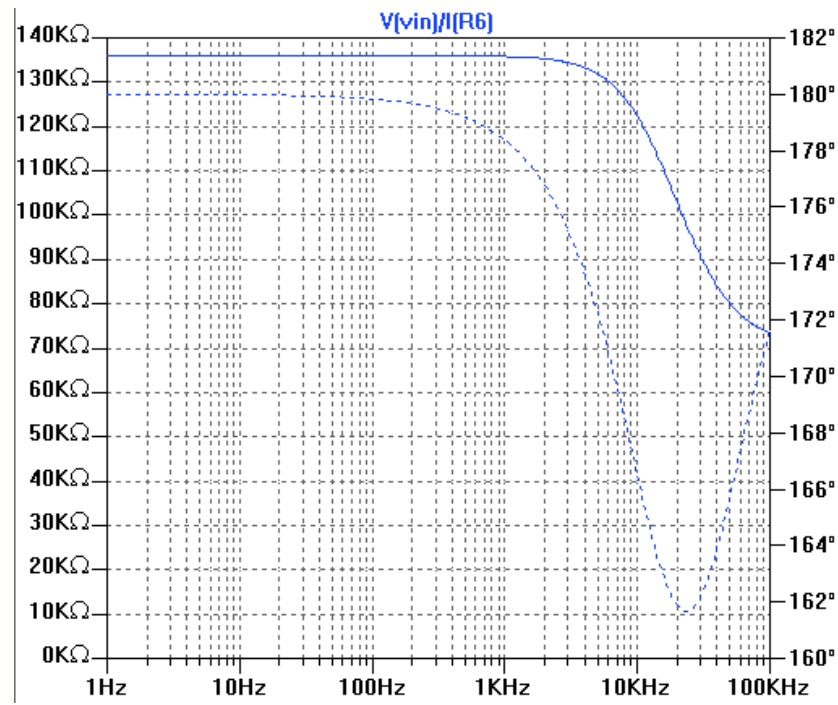


Fig.4.18. Diagrama de la impedancia dinámica de entrada.

► 4.3.6.4. Impedancia de salida.

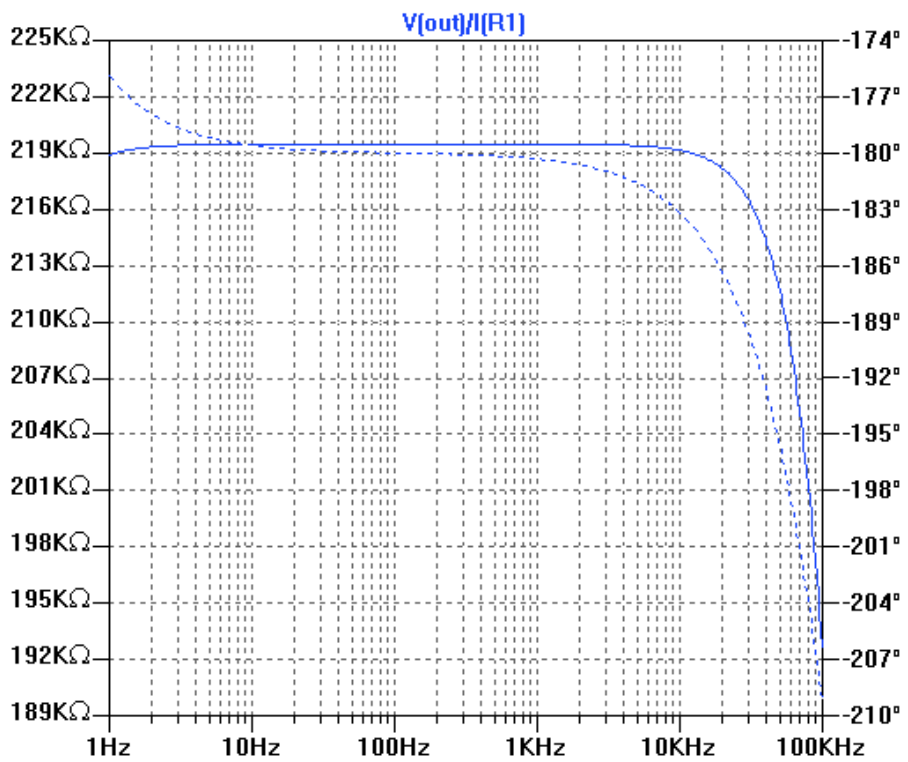


Fig.4.19. Diagrama de la impedancia dinámica de salida.

Se establece entorno a $220\text{K}\Omega$ durante el rango frecuencial de interés. Se debe a R2.

► 4.3.6.5. Ganancia.

$A_v = 24.7\text{ dB's}$. Presenta un comportamiento plano en rango de interés.

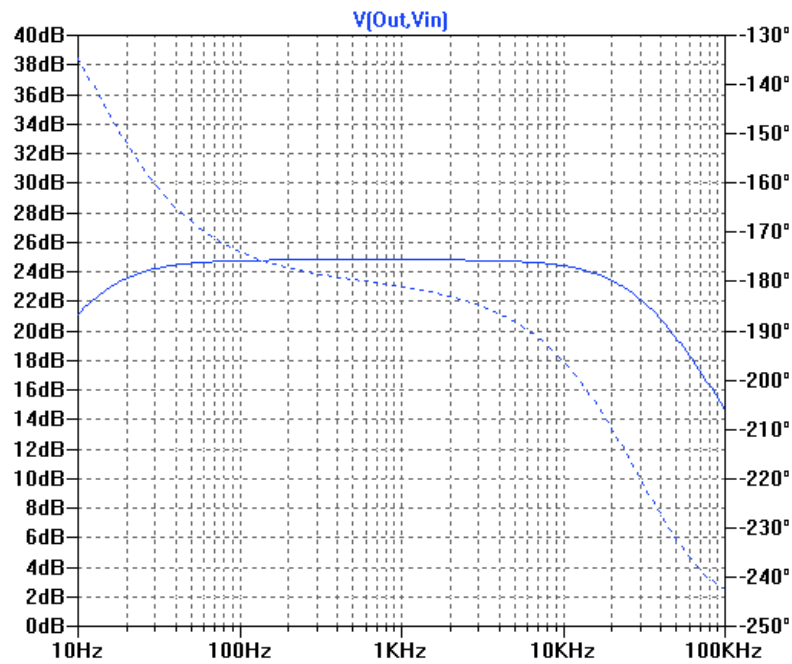


Fig.4.20. Diagrama de Bode de la etapa 1 del canal Normal entrada Low-Gain.

4.4. Etapa 2.

• 4.4.1. Válvula 2. Etapa amplificadora “pre-Tone Stack”.

En la segunda válvula, una 12AX7, uno de los triodos no es utilizado. Según el cableado del original el triodo utilizado es el B coincidente con los

pines 6, 7 y 8 de la válvula (ánodo, reja de control y cátodo respectivamente).
 La utilización de un triodo u otro no tiene especial relevancia.

▶ **4.4.1.1. Punto de polarización**

Tabla.4.3. Muestra el valor de la tensión de alimentación, al resistencia de carga y la resistencia de cátodo.

HT [V]	330
R_L [Ω]	100K
R_K [Ω]	1K

El punto de polarización lo establecemos sobre las curvas caracterís-
 ticas mediante la recta de carga, también indicado en la curva de transferencia.
 Los extremos serán:

Tabla.4.4. Muestras los valores de los puntos situados en la curva característica de salida de la Fig. 4.21. y 4.22.

	I_a [mA]	V_a [V]
A	0	330
B	3.3	0
C	0.5	-0.5
D	2	-2

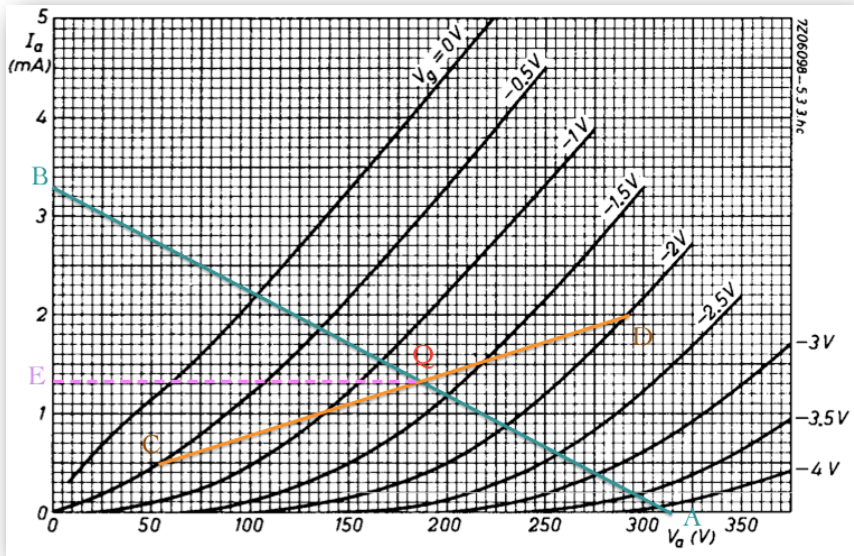


Fig.4.21. Situación del punto de polarización Q sobre las curvas características del triodo.

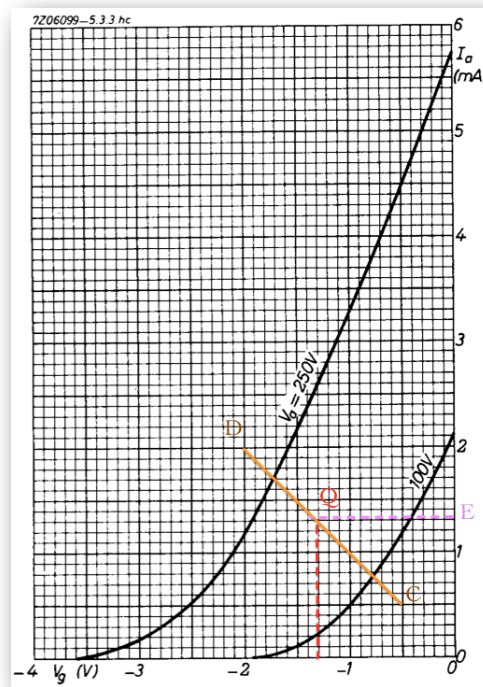


Fig.4.22. Situación del punto de polarización Q sobre las curvas características de transferencia.

El punto de operación Q es ($V_a=187V$; $I_a= 1.32 \text{ mA}$; $V_g=-1.3V$).

► **4.4.1.2. Factores derivados del punto de operación**

$$|gm| = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(1.95 \times 10^{-3} - 0.4 \times 10^{-3})}{((-1) - (-2))} = 1.55 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

$$|r_a| = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{(175 - 225)}{(1.05 \times 10^{-3} - 1.95 \times 10^{-3})} = 55.6 \text{ k}\Omega$$

$$|\mu| = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(151 - 251)}{((-1) - (-2))} = 100$$

► **4.4.1.3. Factores que definen la etapa**

La ganancia de la etapa viene dada por la expresión:

$$A_v = \frac{-\mu \cdot R_L}{r_a + R_L + R_k \cdot (1 + \mu)} = -38.97 \quad (4.6)$$

$A_v = 31.81 \text{ dB's}$. Etapa inversora.

Simulación SPICE.

La simulación en SPICE nos permite explorar esta segunda etapa con mayor profundidad. En el apartado anterior, el análisis sólo contempla el funcionamiento del triodo que interviene, sin embargo, es interesante destacar la implicación de la parte central de la etapa, el EQ de 3 bandas y a cuyo circuito nos referiremos como Tone Stack.

• 4.4.2. Etapa amplificadora pre-Tone Stack. SPICE.

► 4.4.2.1. Modelado SPICE de la etapa.

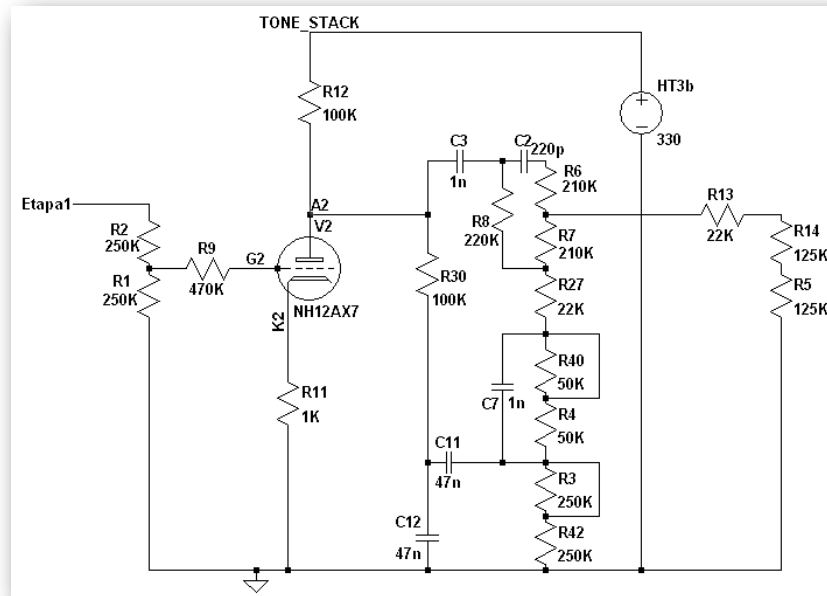


Fig.4.23. Esquema en SPICE del triodo que precede al filtro ecualizador de 3 bandas y el circuito de Tone Stack.

► 4.4.2.2. Extracción de parámetros de pequeña señal de la etapa polarizada.

$$|gm| = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(2.3 \times 10^{-3} - 0.66 \times 10^{-3})}{((-0.86) - (-1.86))} = 1.64 \frac{mA}{V}$$

$$|r_a| = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{(194.55 - 193.586)}{((1.39 \times 10^{-3}) - (1.374 \times 10^{-3}))} = 60.25 k\Omega$$

$$|\mu| = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(242.1 - 146.9)}{((-1.86) - (-0.86))} = 95.2$$

► 4.4.2.3. Impedancia de entrada.

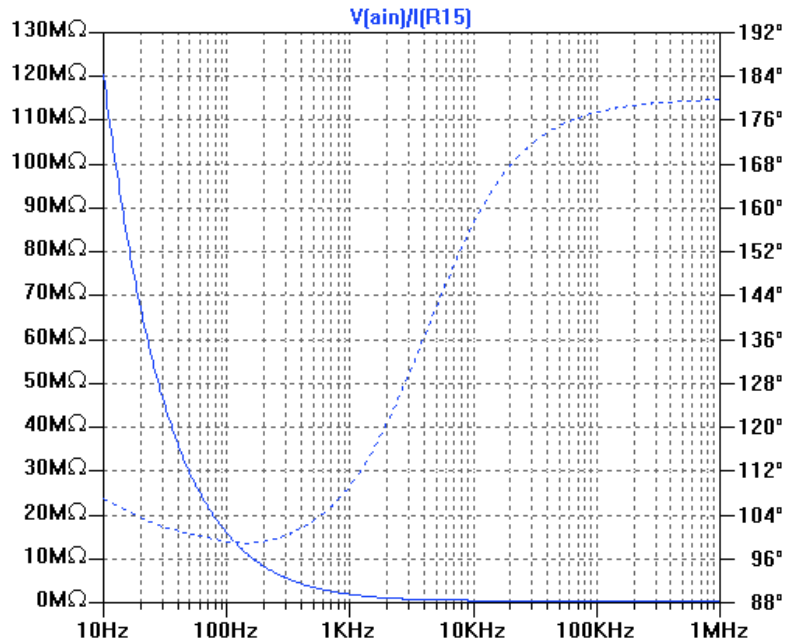


Fig.4.24. Diagrama de la impedancia dinámica de entrada.

Va decreciendo desde 20MΩ a 80Hz (bajas frecuencias) hasta 470KΩ en 20KHz donde permanece constante, sin embargo, ya pertenece a un margen frecuencial que carece de interés para nuestro propósito.

► 4.4.2.4. Impedancia de salida.

Esta etapa resulta sensible a la impedancia de entrada de la siguiente etapa. Habitualmente, el circuito que conforma el Tone-Stack no tiene una impedancia de entrada tal alta como la que pueda tener una etapa amplificadora. Esto supone que esta influirá en la impedancia de salida de la etapa.

En el supuesto de una impedancia mucho mayor, la impedancia dinámica de salida permanece estable en unos 100KΩ, debido a R12(Fig.4.25). La experiencia de colocar el Tone-Stack produce una caída en la impedancia de salida de la etapa reflejada en la Fig.4.26.

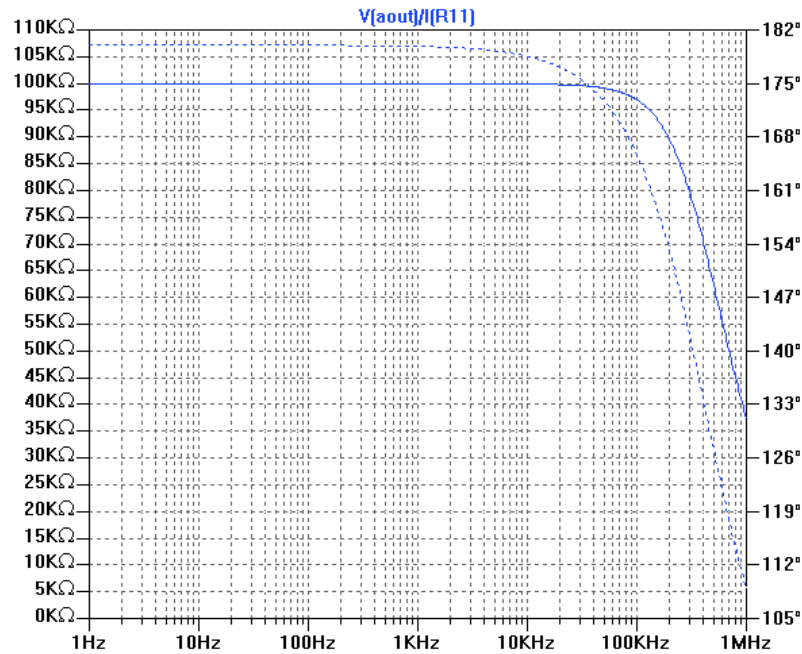


Fig.4.25. Diagrama de la impedancia dinámica de salida.

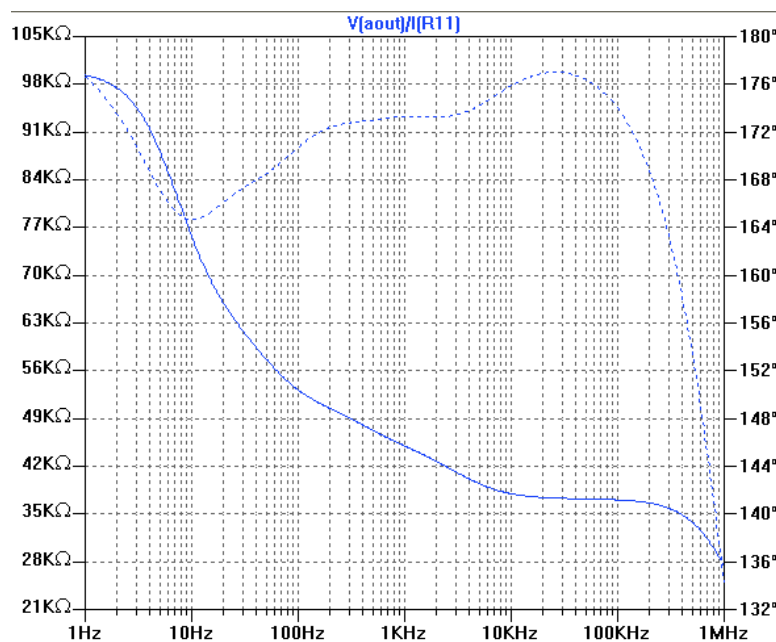


Fig.4.26. Diagrama de la impedancia dinámica de salida con Tone Stack como carga.

Se puede apreciar la variación de la impedancia dinámica a lo largo del rango frecuencial cuando al etapa de ganancia le sucede una etapa con una impedancia de entrada de valor no muy alto.

► 4.4.2.5. Ganancia.

$$A_v(f=400\text{ Hz}) = 27\text{ dB's.}$$

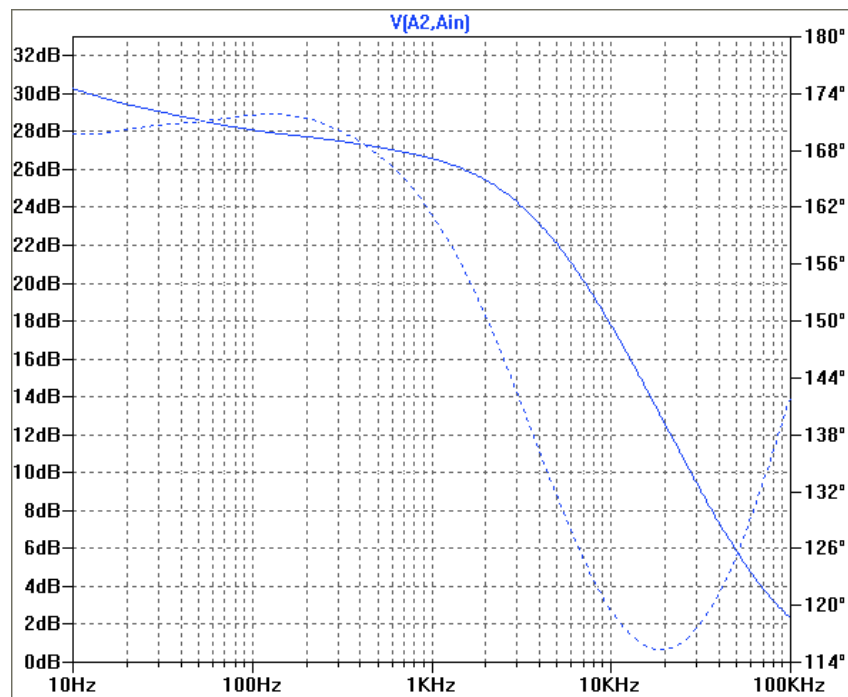


Fig.4.27. Diagrama de Bode de la etapa 2, etapa de ganancia del triodo que precede al Tone-Stack.

• 4.4.3. Tone Stack.

► 4.4.3.1. Modelado SPICE de la etapa.

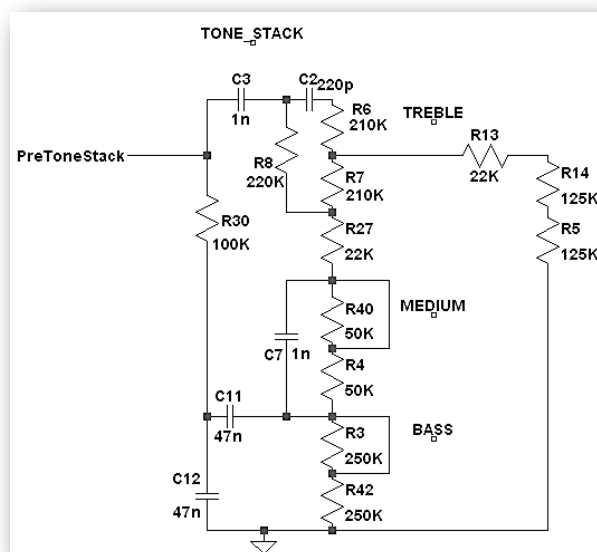


Fig.4.28. Esquema en SPICE del circuito ecualizador de 3 bandas..

► 4.4.3.2. Impedancia de entrada.

Medidas tomadas en el punto PreToneStack.

Se observa desfase, aparentemente, de 180° .

Datos orientativos obtenidos en la simulación con los potenciómetros en su posición mínima:

$$Z_{in_min}(f=80\text{Hz})= 101 \text{ K}\Omega.$$

$$Z_{in_min}(f=400\text{Hz})= 89.6 \text{ K}\Omega.$$

$$Z_{in_min}(f=1200\text{Hz})= 76.5 \text{ K}\Omega.$$

Valores similares se obtienen para una diferente posición de los potenciómetros:

$$Z_{in_max}(f=80\text{Hz})= 115 \text{ K}\Omega.$$

$$Z_{in_max}(f=400\text{Hz})= 92.1 \text{ K}\Omega.$$

$$Z_{in_max}(f=1200\text{Hz})= 82.8 \text{ K}\Omega.$$

En definitiva, se va a comportar como una carga de $100\text{K}\Omega$ para la válvula que le precede.

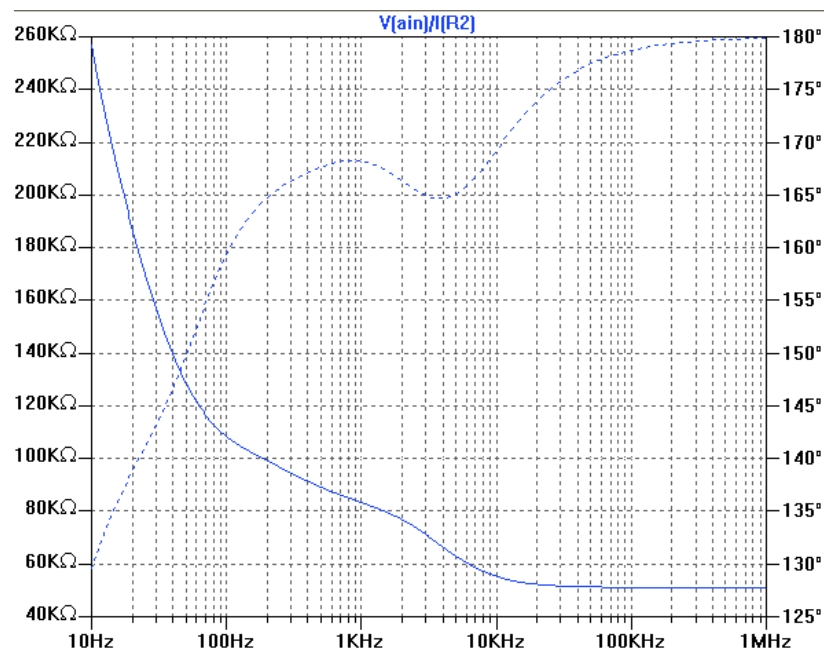


Fig.4.29. Diagrama de la impedancia de entrada para potenciómetros en posición máxima.

► 4.4.3.3. Impedancia de salida.

En la Fig.4.30 se exhibe el caso en el que los potenciómetros están al mínimo. La impedancia equivalente dinámica se reduce a un escaso valor de $8K\Omega$ en su punto máximo a altas frecuencias.

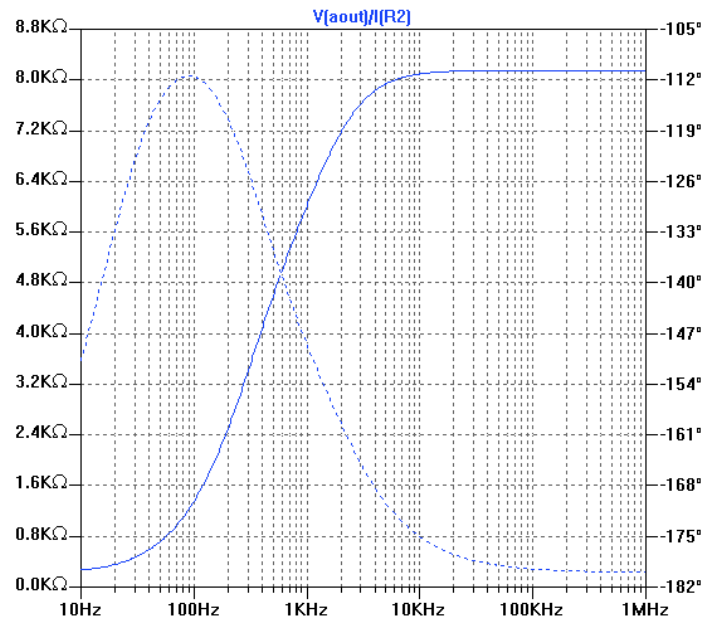


Fig.4.30. Diagrama de la impedancia dinámica de salida. Potenciómetros en posición mínima. Oposición menor, mayor salida.

Un caso distinto queda reflejado en la Fig.4.31. En esta situación los potenciómetros se encuentran al máximo dando como resultado una impedancia de salida mayor en todo el rango. El punto mínimo se encuentra en las proximidades de 200 Hz donde la impedancia adquiere un valor de unos $10K\Omega$. A esta zona frecuencial se obtendrá mayor salida.

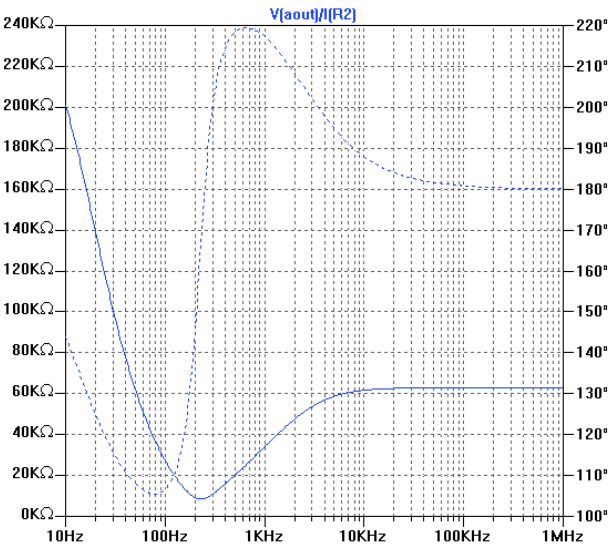


Fig.4.31. Diagrama de la impedancia dinámica de salida. Potenciómetros en posición máxima. Oposición mayor, menor salida.

▶ 4.4.3.4. Respuesta frecuencial del EQ de 3 bandas.

El análisis de las variaciones en el EQ de 3 bandas implican 2 posiciones extremas para cada potenciómetro del Tone Stack. El total de posiciones posibles asciende hasta 8. La tabla siguiente establece todas las combinaciones:

Tabla.4.5. Combinaciones posibles con los 3 potenciómetros situados en sus posiciones extremas. 1=Max y 0 =Min.

	a)	b)	c)	d)	e)	f)	g)	h)
Treble	0	1	0	0	1	1	0	1
Mids	0	0	1	0	1	0	1	1
Bass	0	0	0	1	0	1	1	1

- a) En posición mínima para todos los potenciómetros se observa una atenuación en todo el rango de respuesta.

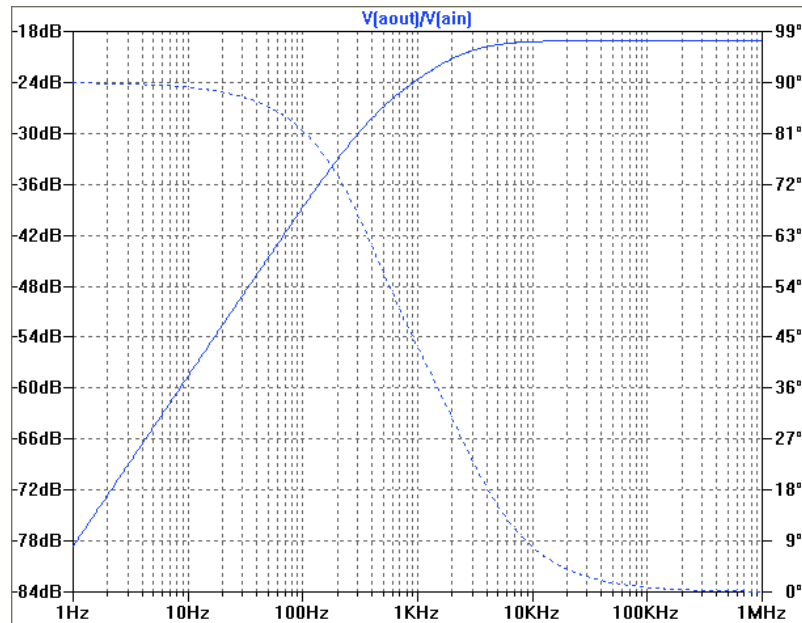


Fig.4.32. Treble: min; Mids: min; Bass: min.

- b) En posición Treble: max, hay un incremento en las proximidades de 1KHz, y repercute en el rango de medios, atenuándolo .

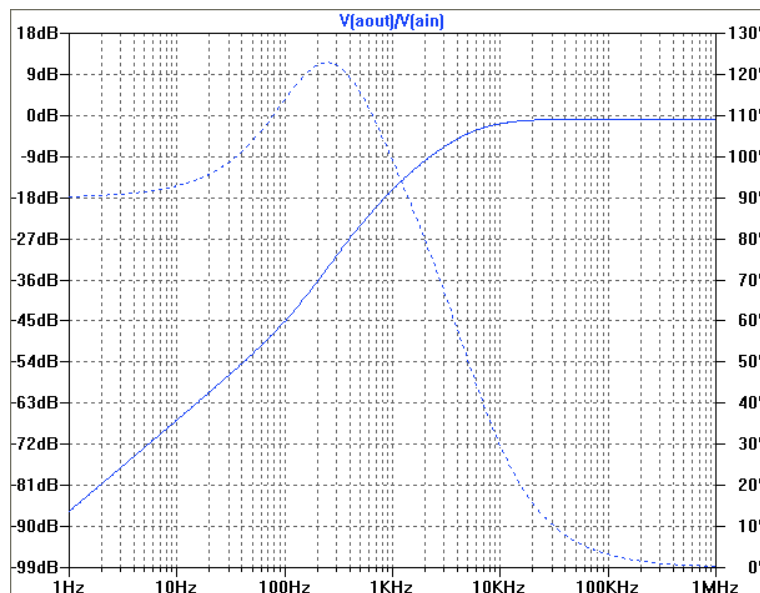


Fig.4.33. Treble: max; Mids: min; Bass: min.

- c) La posición de Mids:max, aumenta la respuesta en el rango de medios.

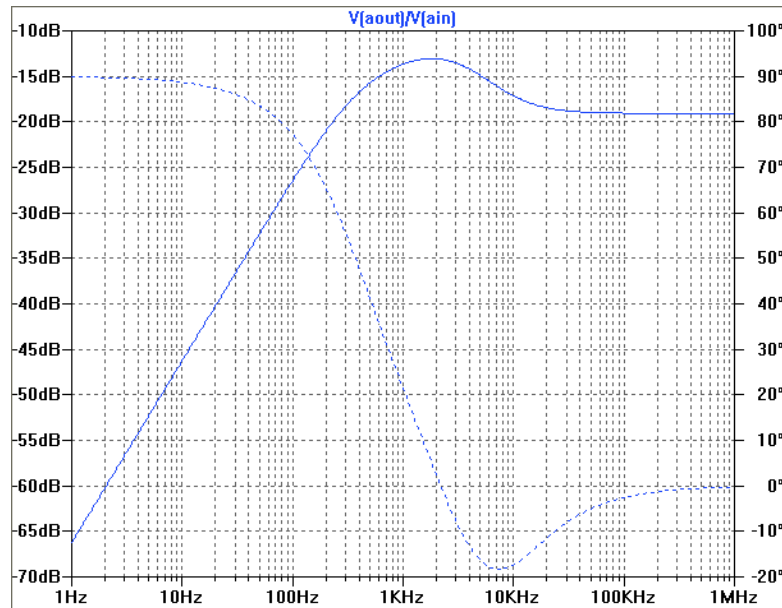


Fig.4.34. Treble: min; Mids: max; Bass: min.

- d) En esta posición, el incremento en la rango de graves se presenta como un pico.

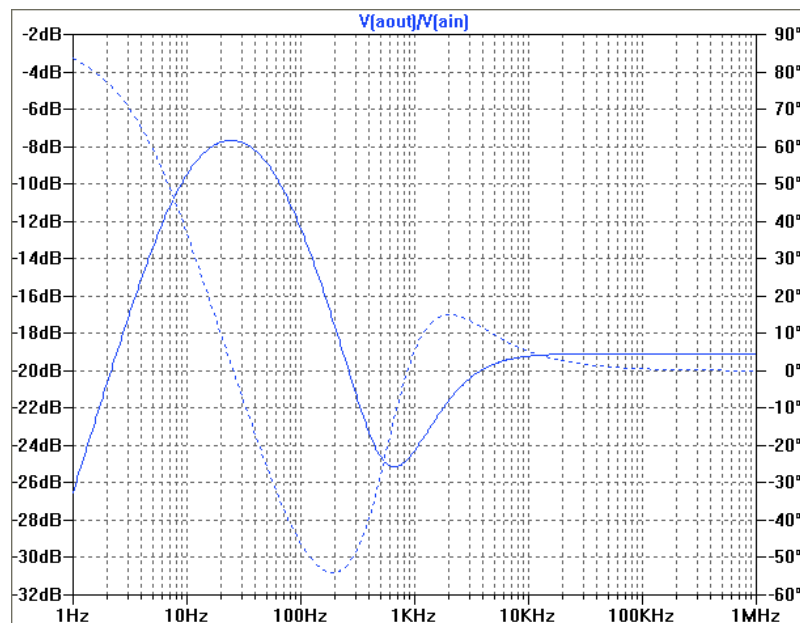


Fig.4.35. Treble: min; Mids: min; Bass: max.

e) En esta posición, los graves están recortados.

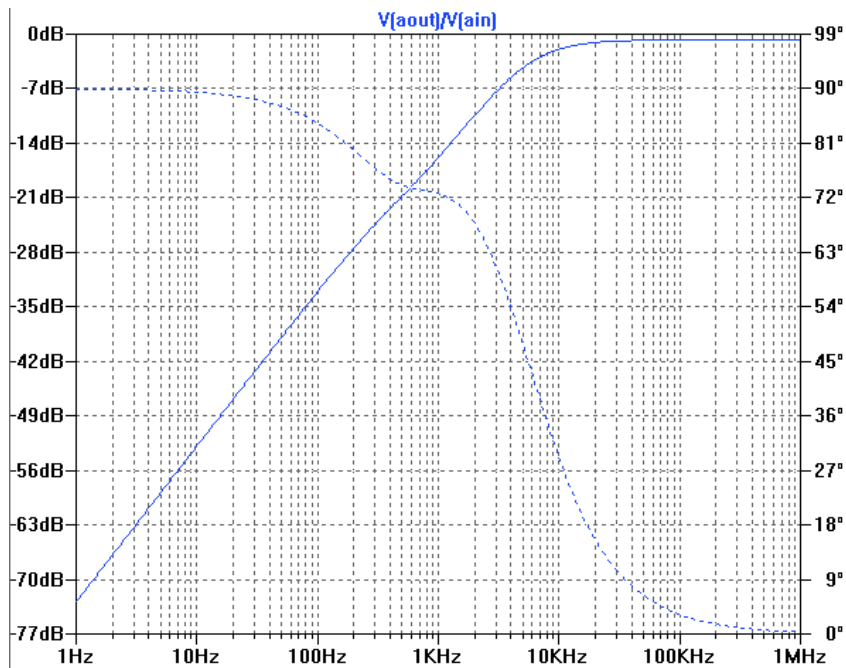


Fig.4.36. Treble: max; Mids: max; Bass: min.

f) Con el potenciómetro de Mids en mínimo, se observa una abrupta caída en los rangos centrales.

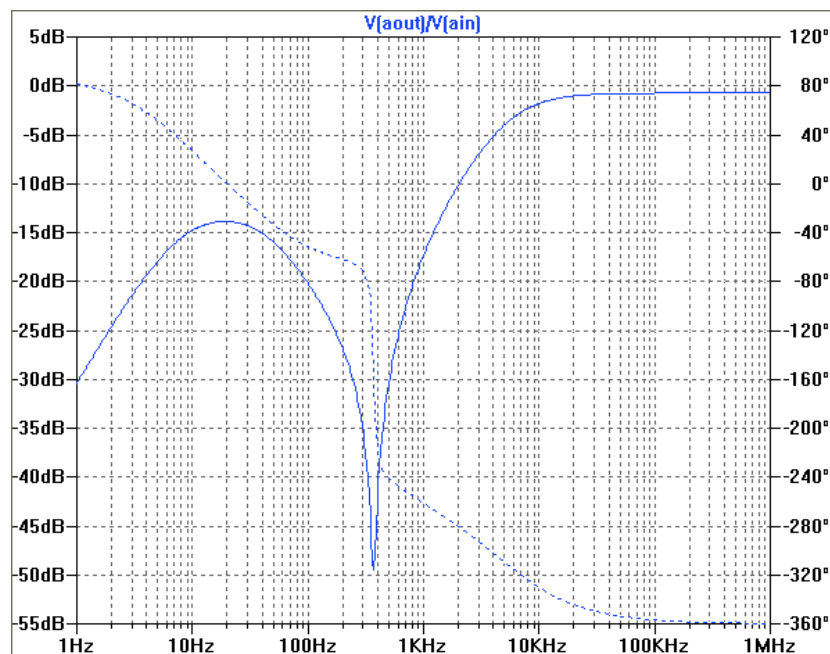


Fig.4.37. Treble: max; Mids: min; Bass: max.

- g) En esta posición hay un aumento en forma de dos picos atenuando las frecuencias más agudas.

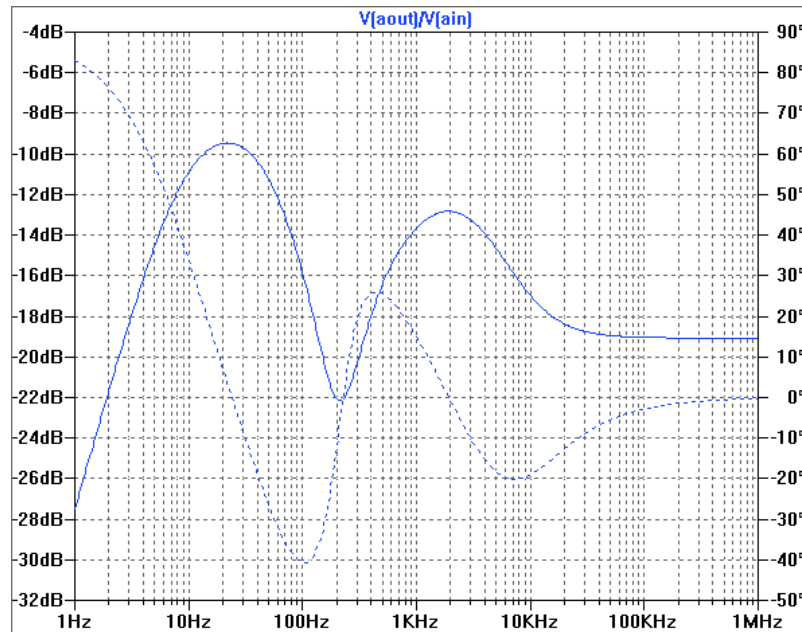


Fig.4.38. Treble: min; Mids: max; Bass: max.

- h) En esta posición hay un aumento en forma de dos montes atenuando las frecuencias más agudas.

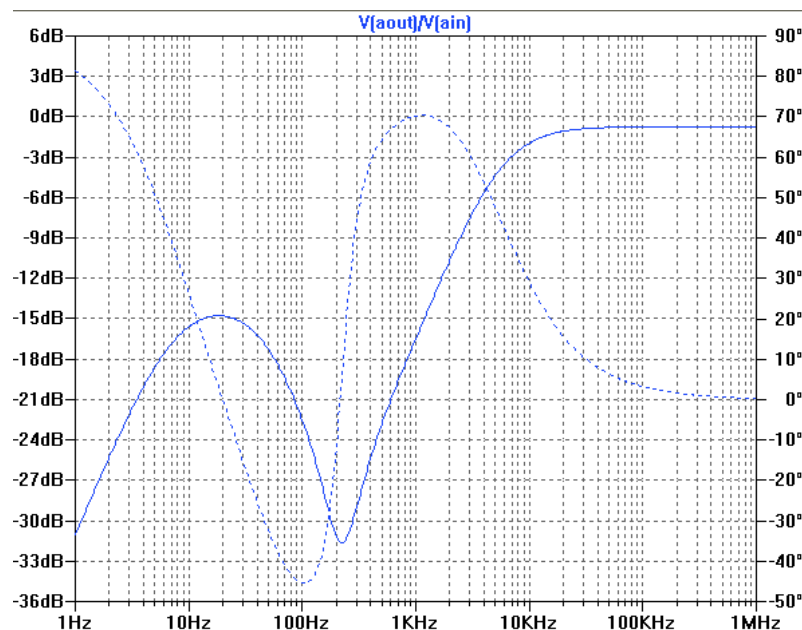


Fig.4.39. Treble: max; Mids: max; Bass: max.

4.5. Etapa 3.

• 4.5.1. Válvula 3. Etapa amplificadora.

Tercera válvula de la etapa de preamplificación (Fig.4.43), la válvula es una 12AX7. El primer triodo conforma una etapa amplificadora con condensador de “bypass” parcial. El potenciómetro que llega a la reja de control es el encargado de control de volumen maestro del amplificador.

► 4.5.1.1. Punto de polarización

Tabla.4.6. Tensión de alimentación y resistencias de carga y de cátodo de la etapa.

HT [V]	290
R_L [Ω]	100K
R_K [Ω]	2K2

El punto de polarización se ha establecido sobre las curvas características mediante la recta de carga y sobre la curva de transferencia. Los extremos son:

Tabla.4.7. Valores de los puntos señalados en la Fig.4.40. y 4.41.

	I_a [mA]	V_a [V]
A	0	290
B	2.9	0
C	0.22	-0.5
D	0.91	-2

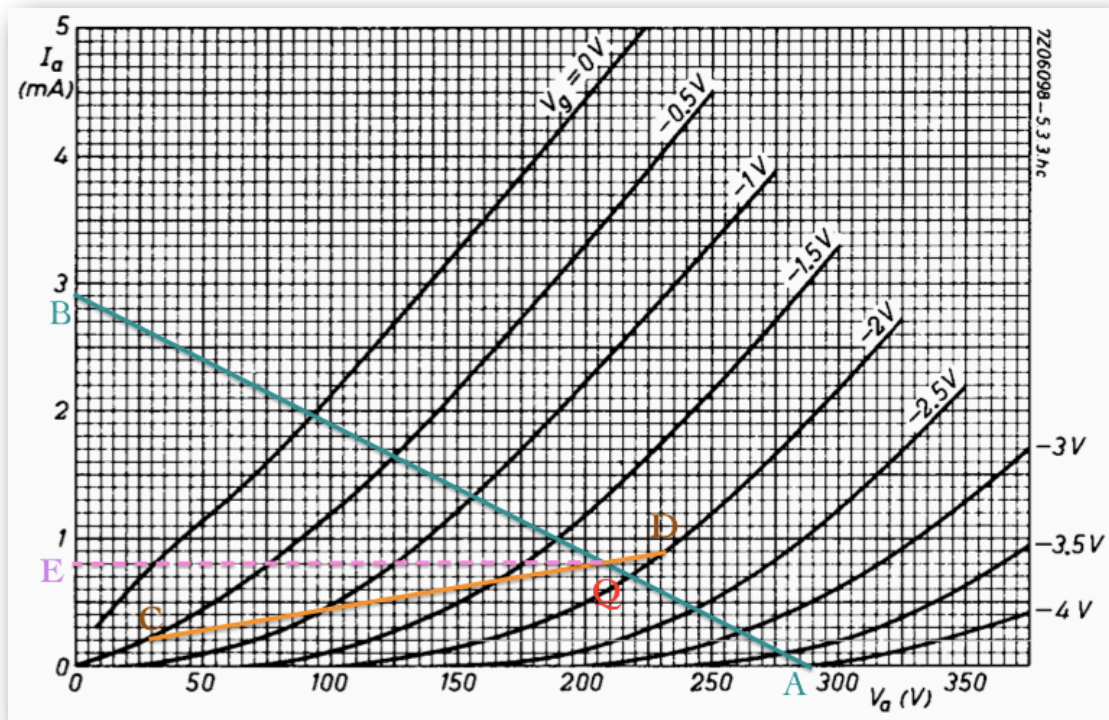


Fig.4.40. Situación del punto de polarización Q sobre las curvas características del triodo.

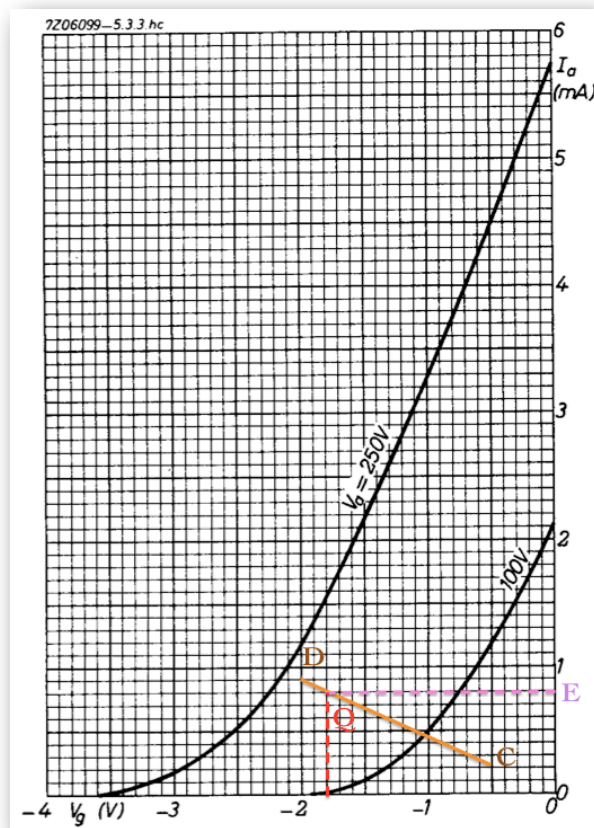


Fig.4.41. Situación del punto de polarización Q sobre las curvas características de transferencia.

El punto de operación Q es ($V_a=210V$; $I_a= 0.8 \text{ mA}$; $V_g=-1.8V$).

► **4.5.1.2. Factores derivados del punto de operación**

$$|gm| = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(1.3 \times 10^{-3} - 0.2 \times 10^{-3})}{((-1.5) - (-2.5))} = 1.1 \frac{mA}{V}$$

$$|r_a| = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{(200 - 250)}{(0.7 \times 10^{-3} - 1.3 \times 10^{-3})} = 83.3 k\Omega$$

$$|\mu| = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(175 - 225)}{((-1.5) - (-2))} = 100$$

► **4.5.1.3. Factores que definen la etapa**

La ganancia de la etapa a bajas frecuencias vendrá dada por:

$$A_v = \frac{-\mu \cdot R_L}{r_a + R_L + R_K \cdot (\mu + 1)} = -24.66 \quad (4.7)$$

$A_v = 27.84$ dB's. Etapa inversora.

La frecuencia de ganancia media desde un extremo al otro por la acción del condensador de cátodo viene dada por:

$$f_{(half\ boost)} = \frac{1}{2\pi \cdot 2k2 \cdot 47nF} = 1539 Hz \quad (4.8)$$

La ganancia máxima será:

$$A_v = \frac{-\mu \cdot R_L}{r_a + R_L} = -54.6 \quad (4.9)$$

$A_v = 34.74$ dB's. Etapa inversora.

► **4.5.2. Válvula 3. Etapa seguidora de cátodo.**

Segundo triodo de la tercera válvula, 12AX7. Este triodo desarrolla una etapa conocida como seguidor de cátodo, suministra corriente en función de la R_k directamente desde la fuente de alimentación.

▶ **4.5.2.1. Punto de polarización**

Tabla.4.8. Tensión de alimentación y resistencias de carga y de cátodo de la etapa.

HT [V]	330
R _L [Ω]	0
R _K [Ω]	100K

El punto de polarización lo establecemos sobre las curvas caracterís-
 ticas mediante la recta de carga y sobre la curva de transferencia. Los extremos
 serán:

Tabla.4.9. Valores de los puntos señalados en la Fig.4.42.

	I _a [mA]	V _a [V]
A	0	330
B	3.3	0
C	0.73	0
D	0.73	252.5

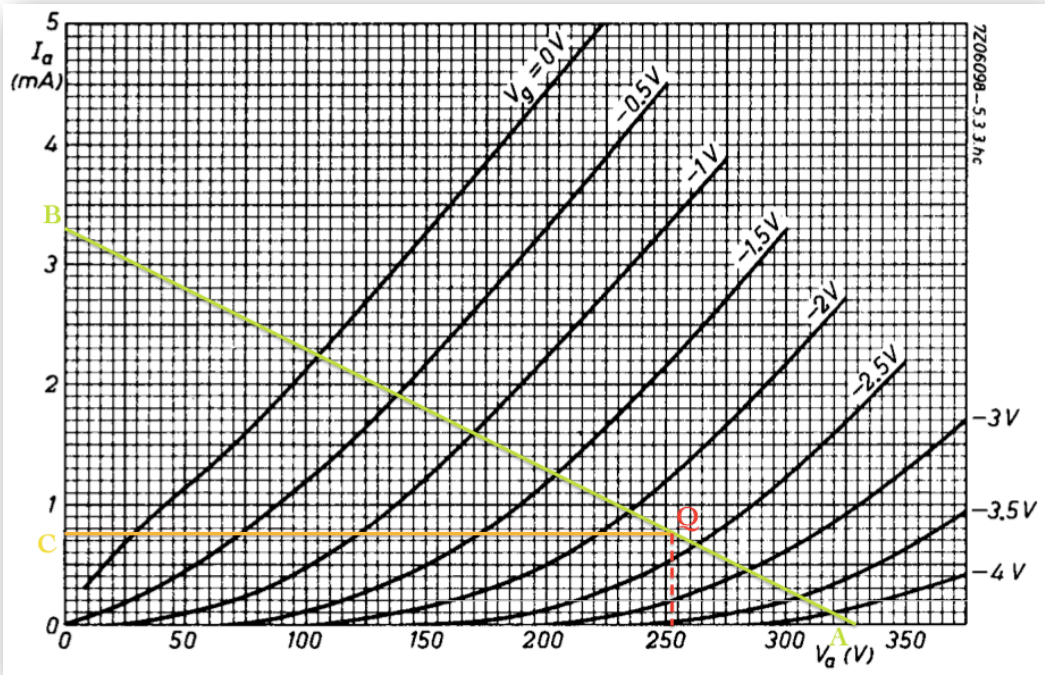


Fig.4.42. Situación del punto de polarización Q sobre las curvas características del triodo.

El punto de polarización se encuentra en Q ($V_a=252.5V$; $I_a= 0.733$ mA; $V_g=-2.25V$).

Al tomar la consideración de $V_g=V_k$, ésto sirve de aproximación, en punto de polarización real se encontrará en torno a $V_{gk}=-2.1V$.

► **4.5.2.2. Factores derivados del punto de operación**

$$|gm| = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(1.25 \times 10^{-3} - 0.2 \times 10^{-3})}{((-2) - (-3))} = 1.05 \frac{mA}{V}$$

$$|r_a| = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{(200 - 300)}{(0.05 \times 10^{-3} - 1.35 \times 10^{-3})} = 76.9 k\Omega$$

$$|\mu| = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(220 - 310)}{((-2) - (-3))} = 90$$

► **4.5.2.3. Factores que definen la etapa**

La ganancia de la etapa viene dada por:

$$A_v = \frac{R_K \cdot r_a \cdot gm}{r_a + R_K + R_K \cdot r_a \cdot gm} = 0.97 \quad (4.10)$$

$A_v = -0.188$ dB's . Esta etapa atenúa mínimamente.

Simulación SPICE.

Siguiendo con el procedimiento, el análisis mediante simulación nos aporta información adicional inmediata.

• 4.5.3. Etapa de ganancia Volumen Maestro. SPICE.

► 4.5.3.1. Modelado SPICE de la etapa.

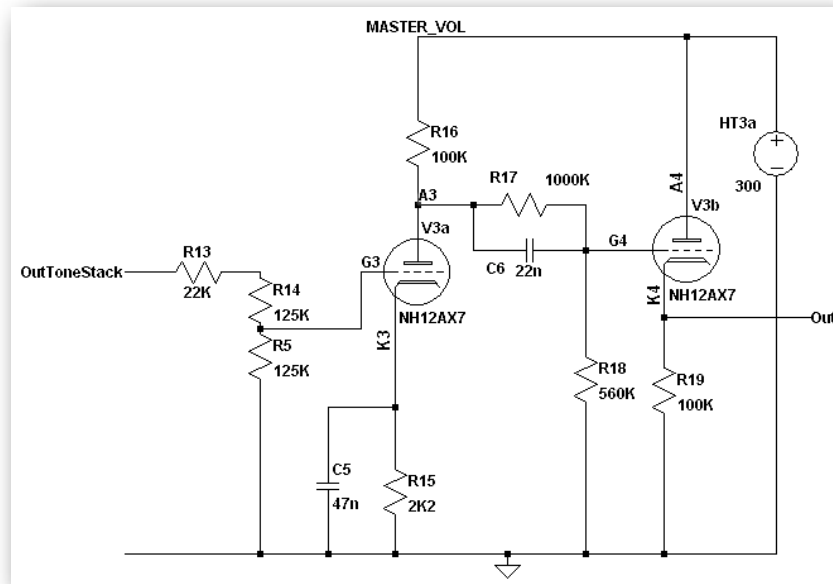


Fig.4.43. Esquema en SPICE de la etapa un etapa amplificadora seguida de una seguidor de cátodo.

► 4.5.3.2. Extracción de parámetros de pequeña señal de la etapa polariza-

da.

$$|gm| = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(1.625 \times 10^{-3} - 0.2849 \times 10^{-3})}{((-1.321) - (-2.316))} = 1.35 \frac{mA}{V}$$

$$|r_a| = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{(204.718 - 203.755)}{((0.859 \times 10^{-3}) - (0.845 \times 10^{-3}))} = 68.78 \text{ k}\Omega$$

$$|\mu| = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(251.967 - 157.193)}{((-2.3146) - (-1.32))} = 95.29$$

► 4.5.3.3. Impedancia de entrada.

La posición del potenciómetro de volumen maestro regula lo que llega al siguiente triodo y afectará en una pequeña porción la respuesta frecuencial por su interacción con la capacidad equivalente de entrada.

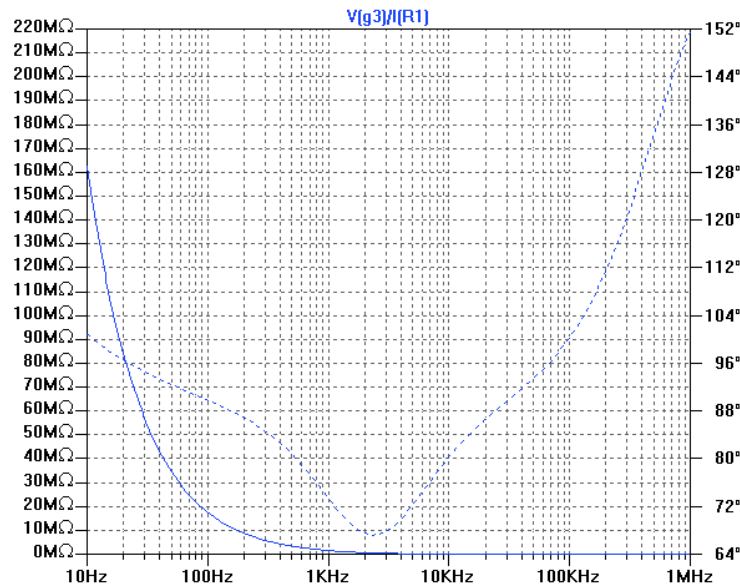


Fig.4.44. Diagrama de la impedancia dinámica de entrada.

La impedancia dinámica de entrada permanece en un valor alto en el rango frecuencial de la señal de excitación. A medida que se van llegando a frecuencias mayores (ej. 5KHz) la impedancia se va reduciendo hasta el orden de centenas de KΩ.

► 4.5.3.4. Impedancia de salida.

Mantiene un valor de unos 80KΩ hasta su aumento en las proximidades de 1KHz donde se encuentra a 200KΩ, según muestra la Fig. 4.45.

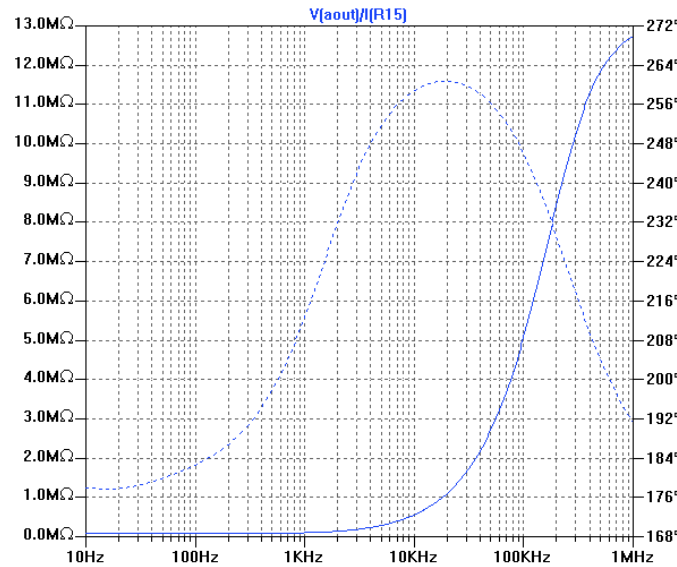


Fig.4.45. Diagrama de la impedancia dinámica de salida.

► 4.5.3.5. Ganancia.

$A_v(f=400\text{Hz}) = 26.7 \text{ dB's}$. Se observa la ausencia del condensador de “bypass” a altas frecuencias provocando una ganancia mayor, Fig.4.46.

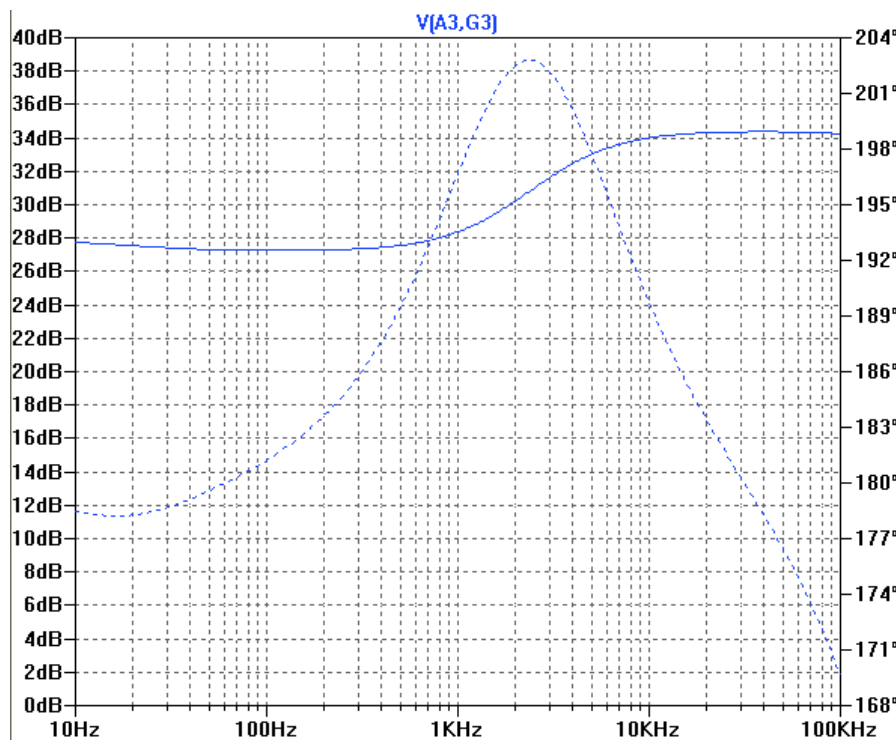


Fig.4.46. Diagrama de la impedancia dinámica de salida.

• 4.5.4. Etapa seguidor de cátodo. SPICE.

► 4.5.4.1. Modelado SPICE de la etapa.

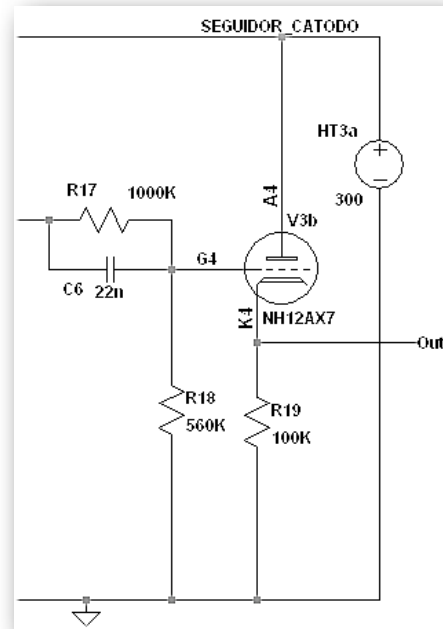


Fig.4.47. Esquema en SPICE del seguidor de cátodo.

► 4.5.4.2. Extracción de parámetros de pequeña señal de la etapa polarizada.

$$|gm| = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(2.98 \times 10^{-3} - 1.136 \times 10^{-3})}{((-1.6) - (-2.6))} = 1.844 \frac{mA}{V}$$

$$|r_a| = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{(300.479 - 299.517)}{((1.9777 \times 10^{-3}) - (1.959 \times 10^{-3}))} = 51.44 k\Omega$$

$$|\mu| = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(349.99 - 250.519)}{((-2.599) - (-1.607))} = 100.27$$

► 4.5.4.3. Impedancia de entrada.

$$Z_{in} = 560 K\Omega.$$

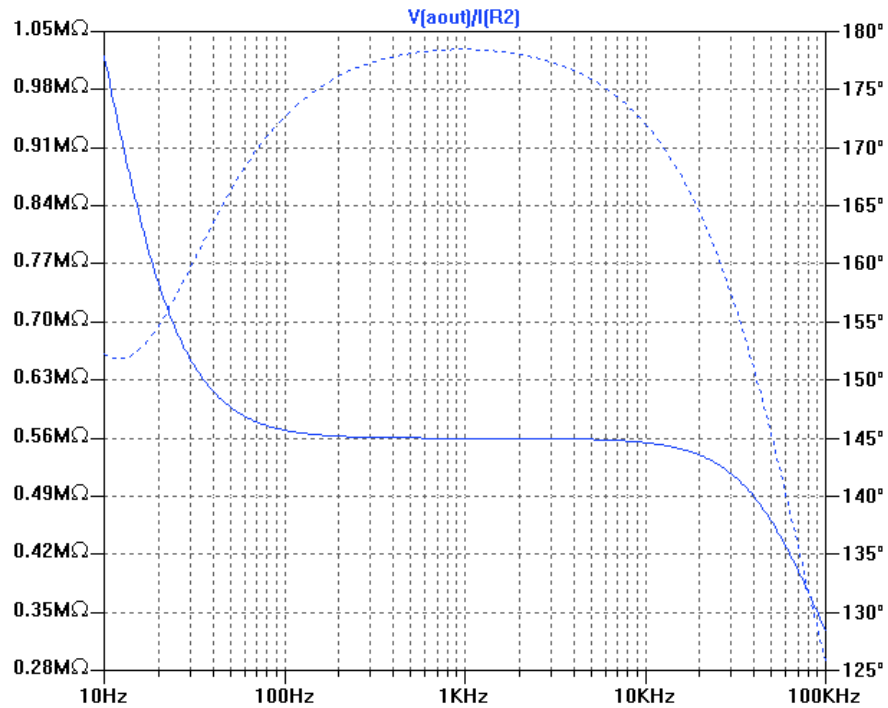


Fig.4.48. Diagrama de la impedancia dinámica de entrada.

► **4.5.4.4. Impedancia de salida.**

$$Z_{out} = 100 \text{ K}\Omega.$$

► **4.5.4.4. Ganancia.**

$A_v(f=400\text{Hz}) = -8 \text{ dB's.}$ [Se mantiene constante prácticamente en el rango emitido por la guitarra.]z

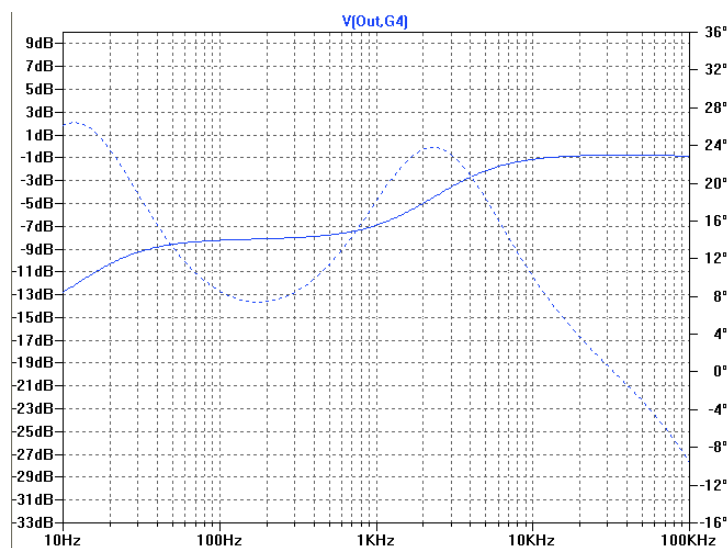


Fig.4.49. Diagrama de Bode de la etapa seguidor de cátodo.

4.6. Etapa 4.

• 4.6.1. Válvula 4. Etapa diferencial.

En el caso de la etapa diferencial, Fig. 4.55, el “long-tail pair” acoplado en DC, los dos triodos trabajan conjuntamente. La válvula que desarrolla la operación es una 12AT7, también conocida como ECC81. Se caracteriza por tener coeficiente de ganancia no muy alto.

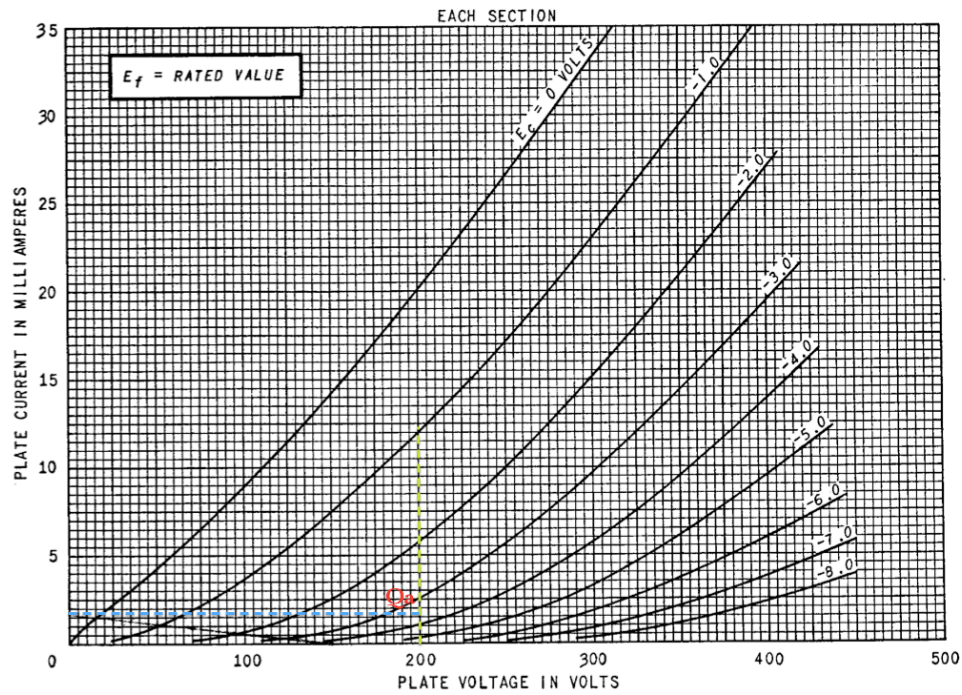
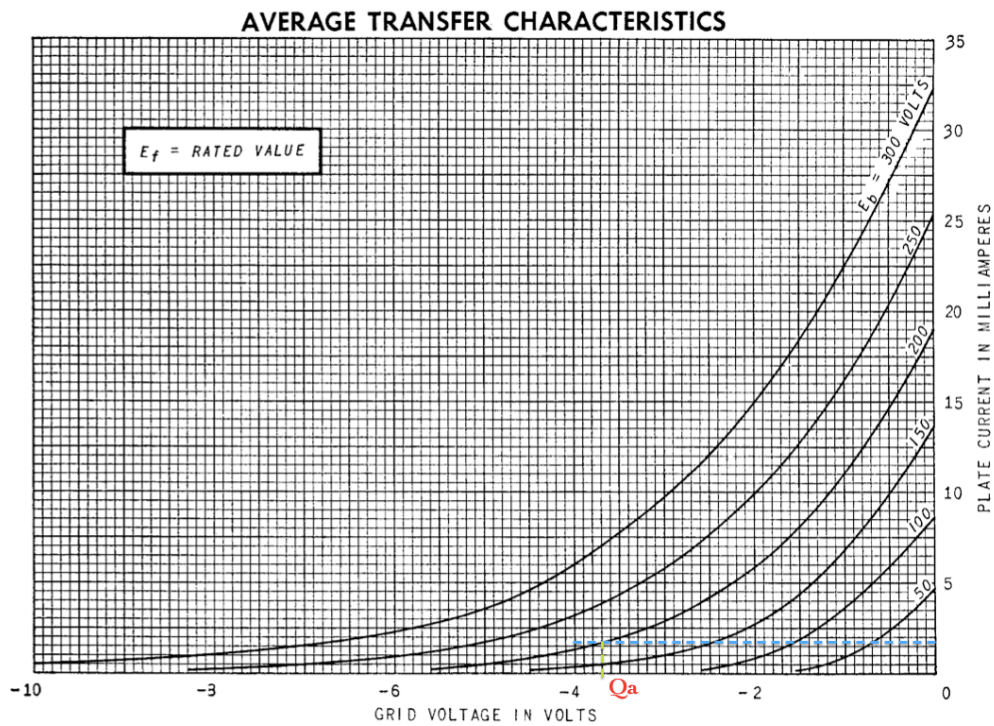
► 4.6.1.1. Punto de polarización

Tabla.4.10. Muestra los valores de la tensión de alimentación de la etapa y los valores de resistencia de carga y las de cátodo común.

HT [V]	423
R_L_A [Ω]	82K
R_L_B [Ω]	91K
Rt_2 [Ω]	22K
Rt_3 [Ω]	2K2

La resistencia situada entre la grilla del triodo A y el triodo B es de 1 M Ω .

El punto de polarización viene determinado por la componente DC de la tensión de la etapa anterior y componente DC de la tensión del cátodo común.

Triodo AFig.4.50. Situación del punto de polarización Q_a sobre las curvas características de salida del triodo.Fig.4.51. Situación del punto de polarización Q_a sobre las curvas de transferencia del triodo.

$$V_{ak} = 200\text{V}; V_k = 79; V_{r_l_a} = 144.$$

$$I_a = 1.75 \text{ mA}.$$

$$Q_a (V_a = 200\text{V}; I_a = 1.75 \text{ mA}; V_{gk} = -3.7\text{V})$$

Triodo B

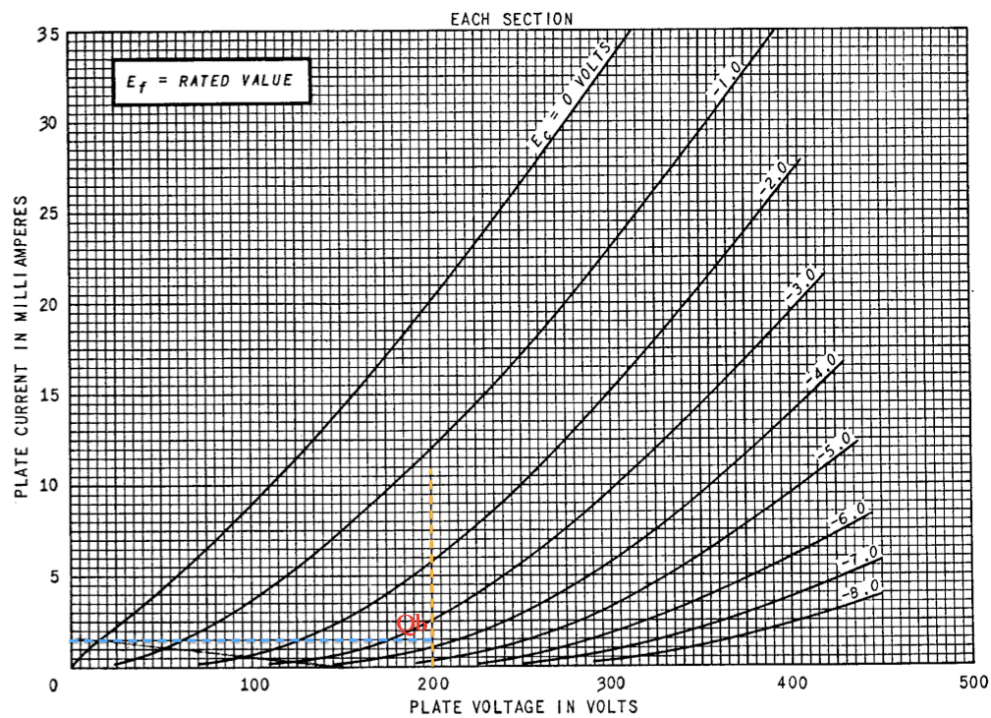


Fig.4.53. Situación del punto de polarización Q_b sobre las curvas características del triodo.

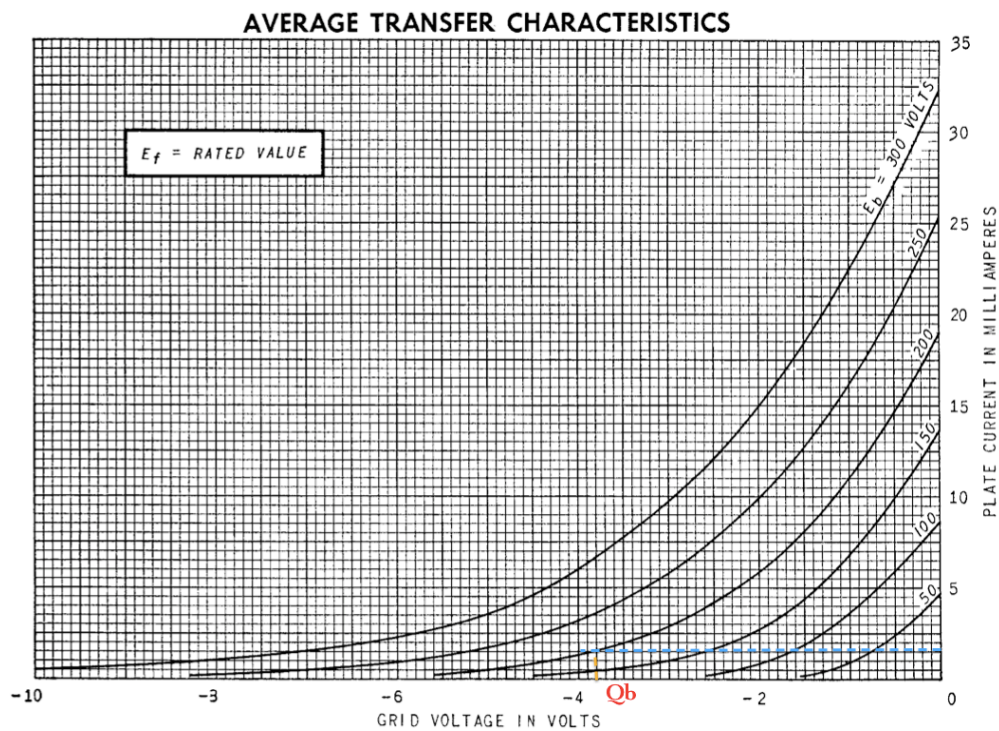


Fig.4.54. Situación del punto de polarización Q_b sobre las curvas de transferencia del triodo.

$$V_{ak} = 200V; V_k = 79; V_{r_l_a} = 144.$$

$$I_a = 1.58 \text{ mA}.$$

$$Q_b (V_a=200V; I_a= 1.58 \text{ mA}; V_{gk}=-3.8V)$$

► **4.6.1.2. Factores derivados del punto de operación**

Triodo A

$$|gm| = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(2.5 \times 10^{-3} - 1 \times 10^{-3})}{((-3) - (-4))} = 1.5 \frac{mA}{V}$$

$$|r_a| = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{(175 - 225)}{(0.75 \times 10^{-3} - 2.5 \times 10^{-3})} = 28.57 k\Omega$$

$$|\mu| = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(180 - 220)}{((-3) - (-4))} = 40$$

Triodo B

$$|gm| = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(2.5 \times 10^{-3} - 1 \times 10^{-3})}{((-3) - (-4))} = 1.5 \frac{mA}{V}$$

$$|r_a| = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{(175 - 225)}{(0.5 \times 10^{-3} - 2.25 \times 10^{-3})} = 28.57 k\Omega$$

$$|\mu| = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(175 - 215)}{((-3) - (-4))} = 40$$

► **4.6.1.3. Factores que definen la etapa**

La ganancia diferencial sale de la directa aplicación de las ecuaciones 3.30, 3.33, 3.29 del apartado anterior:

$$K_v = \frac{-R_L \cdot r_a \cdot gm}{R_L + r_a} = -31.78 \quad (4.11)$$

$$K_i = \frac{r_a \cdot gm}{R_L + r_a + R_T \cdot (1 + r_a \cdot gm)} = 1.92 \times 10^{-5} \quad (4.12)$$

$$\frac{v_o}{v_{in}} = \frac{(v_{inv+} - v_{inv-})}{v_{in}} = \left(1 - \frac{K_i \cdot R_{t3}}{1 - K_i \cdot R_{t3}}\right) \cdot K_v = -30.38 \quad (4.13)$$

$$A_v = 29.65 \text{ dB's.}$$

Simulación SPICE.

Esta es la última etapa de la preamplificación. En la salida de esta deberán hallarse dos señales de características similares desfasadas 180°. La

complejidad de la etapa hace que la herramienta de SPICE sea de gran valor a la hora de entender qué ocurre en todo momento.

Las dos señales resultantes (inv y non_inv) serán las ondas de entrada de la etapa push-pull.

• 4.6.2. Etapa diferencial long-tail acoplada en DC. SPICE.

► 4.6.2.1. Modelado SPICE de la etapa.

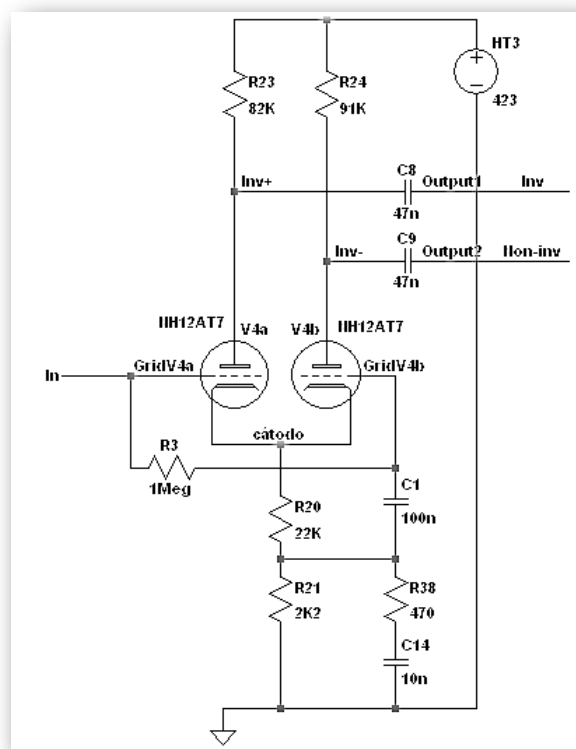


Fig.4.55. Diagrama en SPICE del inversor long tail acoplado en DC.

► 4.6.2.2. Extracción de parámetros de pequeña señal de la etapa polarizada.

Triodo A

$$|gm| = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(7.51 \times 10^{-3} - 4.286 \times 10^{-3})}{((-3.29) - (-4.276))} = 3.27 \frac{mA}{V}$$

$$|r_a| = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{(280.181 - 279.3)}{(5.797 \times 10^{-3} - 5.75 \times 10^{-3})} = 18.74 \text{ k}\Omega$$

$$|\mu| = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(229.45 - 182.32)}{((-4.28) - (-3.29))} = 47.61$$

Triodo B

$$|gm| = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{((7.19 \times 10^{-3}) - (4.056 \times 10^{-3}))}{((-3.365) - (-4.35))} = 3.18 \frac{\text{mA}}{\text{V}}$$

$$|r_a| = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{(279.65 - 278.8)}{(5.524 \times 10^{-3} - 5.4751 \times 10^{-3})} = 17.38 \text{ k}\Omega$$

$$|\mu| = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(307 - 252.12)}{((-4.3568) - (-3.366))} = 55.39$$

► 4.6.2.3. Impedancia de entrada.

La impedancia dinámica de entrada se establece en $1\text{M}\Omega$ en un rango amplio. Próxima a la frecuencia de 1KHz , la impedancia empieza a descender en valor hasta prácticamente un 1MHz donde parece empezar a mantenerse nuevamente.

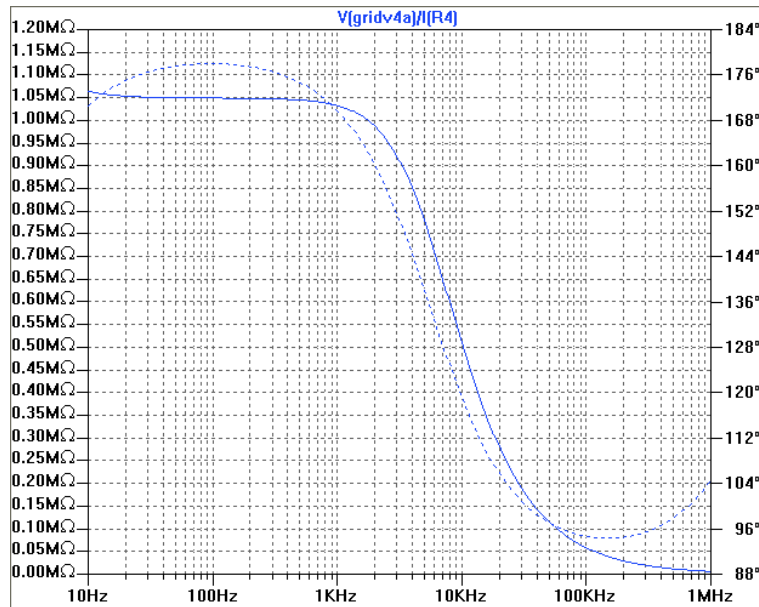


Fig.4.56. Diagrama de la impedancia dinámica de entrada.

► 4.6.2.4. Impedancia de salida.

Ante una posible siguiente etapa de alta impedancia, las impedancias de salida presentan unos valores altos. Sería de esperar, como en las etapas anteriores, impedancias de salida de menor valor. En este casos, se establecen prácticamente constantes en $825\text{K}\Omega$.

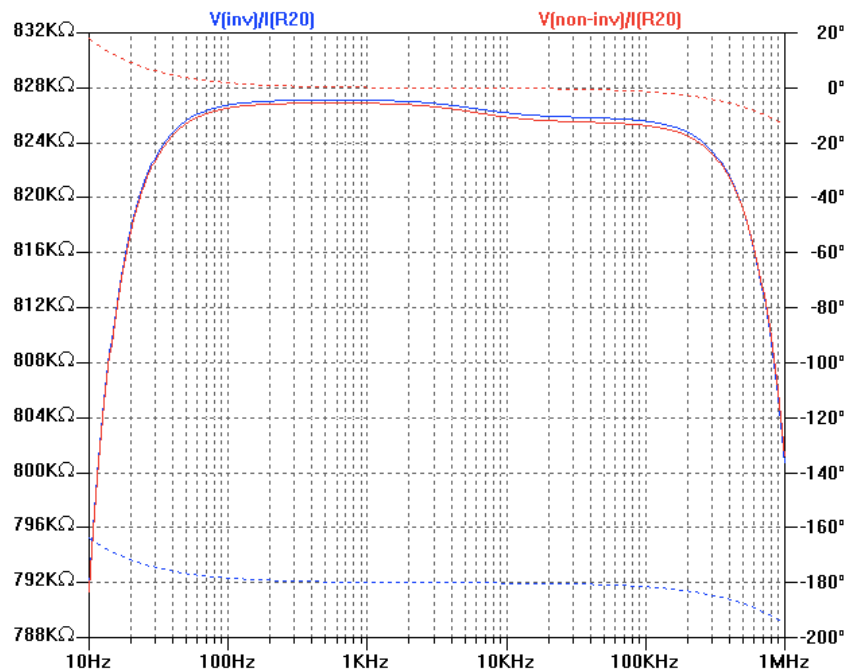


Fig.4.57. Diagrama de la impedancia dinámica de salida. En azul, $Z_{out\ Inv}$; en rojo, $Z_{out\ Non\ Inv}$.

► 4.6.2.5. Ganancia.

A_{v_inv} ($f = 400\text{ Hz}$) = 25 dB's [Azul] en la Fig.4.58.

$A_{v_non\ inv}$ ($f = 400\text{ Hz}$) = 24.46 dB's [Rojo] en la Fig.4.58.

La ganancia diferencial es muestra en la Fig.4.59.

A_v ($f = 400\text{ Hz}$) = 29.3 dB's.

Coincide con lo analizado anteriormente extraído del modelo de pequeña señal.

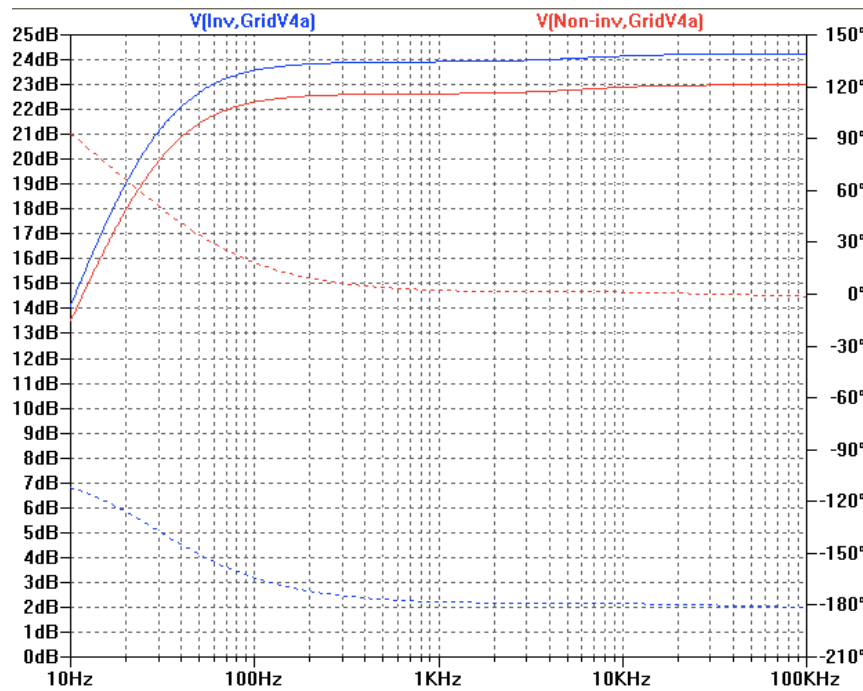
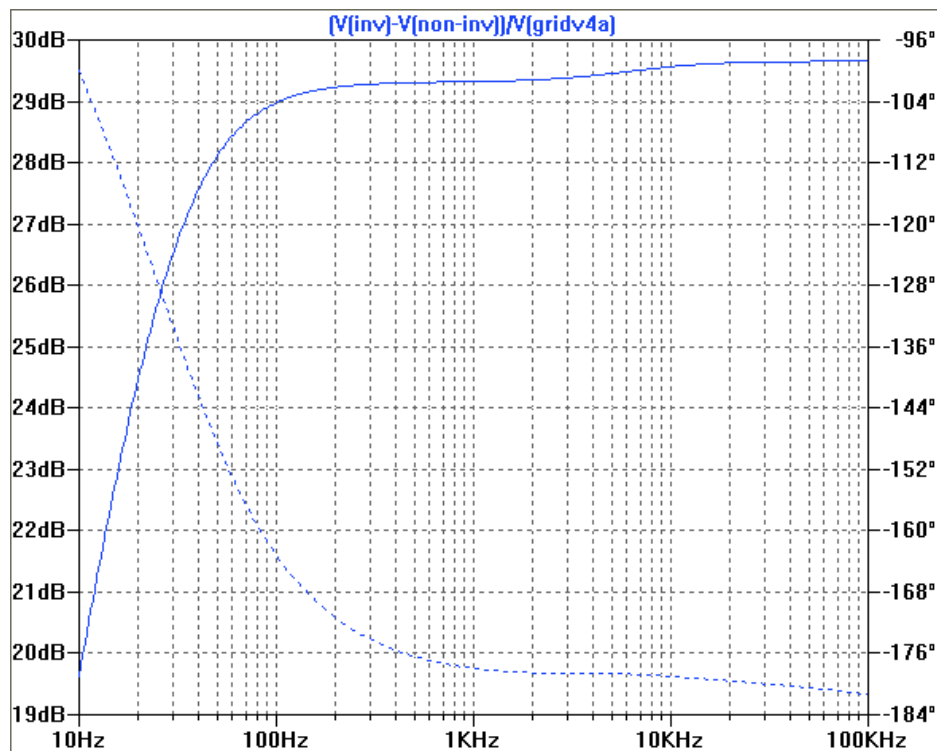


Fig.4.58. Diagrama de Bode de la etapa diferencial.

En el caso de la etapa diferencial, la función de transferencia obtenida a través del modelo de pequeña señal establece una dependencia lineal con la resistencia de carga de cada triodo.

Fig.4.59. Diagrama de Bode de la salida diferencial ($v_{\text{inv}+} - v_{\text{inv}-}$) frente a la señal de entrada v_{in} .

4.7. Etapa 5. Etapa de potencia.

• 4.7.1. Válvula 5 y 6. Etapa Push-Pull.

Los pentodos utilizado son dos válvulas EL34 de 25W de disipación máxima (Fig. 4.62), éstos se encargan de la parte de amplificación de potencia. En el caso del amplificador a estudio, las dos válvulas están configuradas a modo de etapa push-pull en clase AB. El punto de operación será el mismo para los dos pentodos, simplemente trabajarán con un desfase de 180° .

► 4.7.1.1. Punto de polarización

Tabla.4.11. Muestra los valores de la tensión de alimentación de la etapa y la tensión de polarización.

HT1 [V]	430
HT2 [V]	425
Vgk [V]	-36

La impedancia dinámica del primario del transformador de salida es $3.8 \text{ k}\Omega$ cuando tenemos conectada la carga establecida en el secundario. La impedancia estática será nula, situando la tensión de ánodo en HT1. Implica que:

La corriente de ánodo, $I_a = 60 \text{ mA}$.

La corriente por la reja de pantalla, $I_{g2} = I_a / 7 = 8.57 \text{ mA}$.

La corriente resultante por cátodo, $I_k = 68.57 \text{ mA}$.

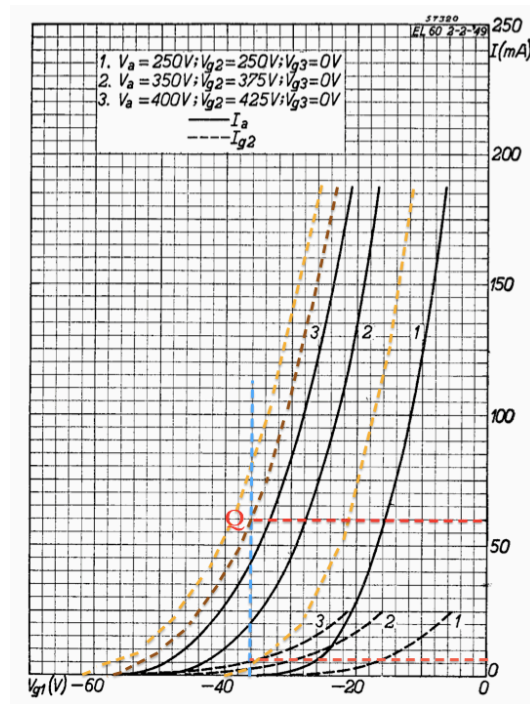


Fig.4.60. Situación del punto de polarización Q sobre las curvas de transferencia del pentodo.

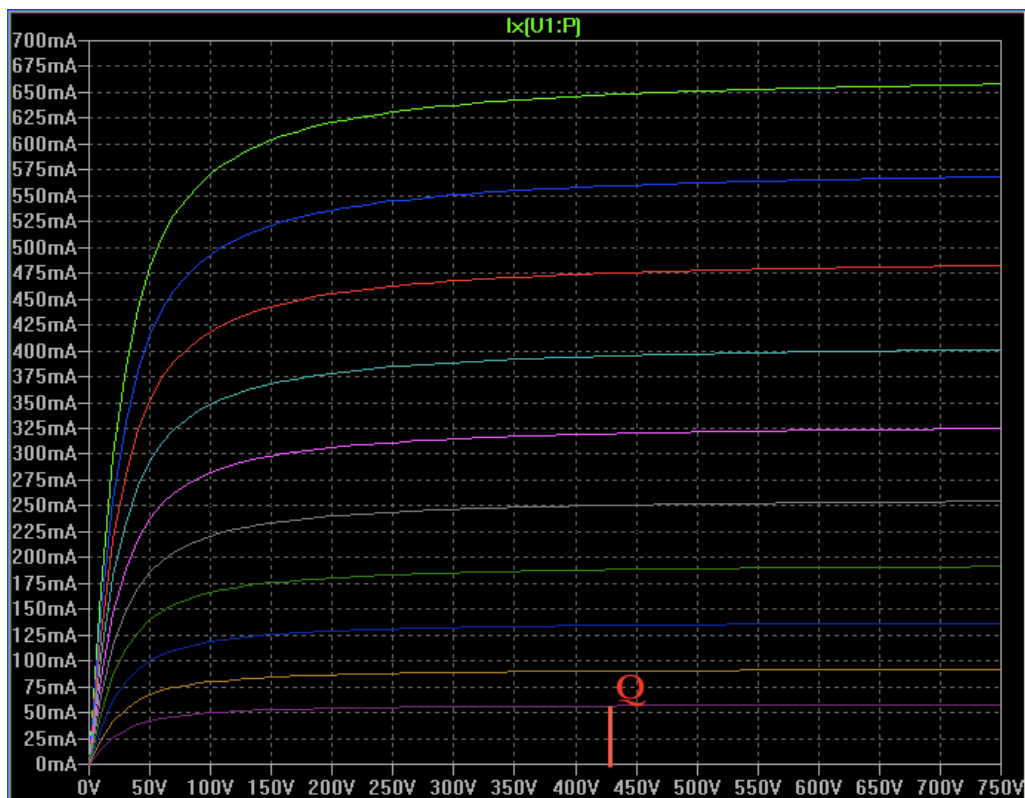


Fig.4.61. Situación del punto de polarización Q sobre las curvas características del pentodo extraídas por simulación.

$$Q (V_a = 430V; I_a = 60mA; V_{gk} = -36V).$$

► **4.7.1.2. Factores derivados del punto de operación**

$$|gm| = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(55.8 \times 10^{-3} - 90.18 \times 10^{-3})}{((-36) - (-32))} = 8.59 \frac{mA}{V}$$

$$|r_a| = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{(400 - 450)}{(42.5 \times 10^{-3} - 77.5 \times 10^{-3})} = 1.428 k\Omega$$

$$|\mu| = gm \cdot r_a = 12.27$$

► **4.7.1.3. Factores que definen la etapa**

El modelo en pequeña señal del pentodo deriva del triodo. Los dos electrodos con los que cuenta, la grilla de pantalla y la supresora, tienen su mayor influencia a nivel frecuencial. Por tanto, el modelo en pequeña señal utilizado con anterioridad para triodos será igualmente válido para pentodos, Fig.4.62, cambiando el valor de sus parámetros característicos permitiendo de esta manera al componente, suministrar una mayor corriente.

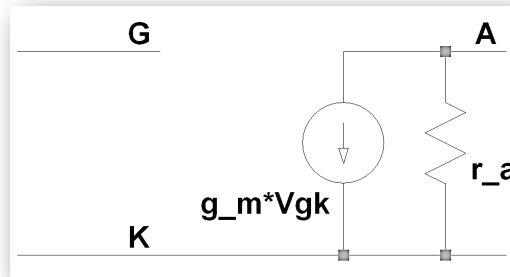


Fig.4.62. Modelo de circuito equivalente de pentodo para una excitación con pequeña señal.

De esta manera, la ganancia sale de manera análoga y vendrá dada por la expresión:

$$A_v = \frac{-\mu \cdot R_L}{r_a + R_L} = 7$$

$A_v = 16$ dB's. Etapa inversora.

La potencia disipada por cada válvula viene dada por:

$$P = V_a \cdot I_a = 430 \cdot 60 \times 10^{-3} = 25.8 \text{ Watios}$$

Nueva situación de polarización.

La tensión de polarización del circuito original fuerza a trabajar a las válvulas de potencia al límite de su capacidad. Esto se traduce en un acortamiento de la vida del componente y a posibles distorsiones indeseadas. Sería recomendable reducirlo.

Si $I_a = 40\text{mA}$ y $V_a = 430\text{V}$:

$$P = V_a \cdot I_a = 430 \cdot 40 \times 10^{-3} = 17.2 \text{ Watios}$$

El punto Q se establecería en ($V_{gk} = -40 \text{ V}$) como un punto de polarización más aceptable.

Simulación SPICE.

El modelo de los p ntodos en SPICE, como se apreciaba en el capítulo 3, es menos próximo al comportamiento real que en caso de los triodos. Aún en el caos de la pérdida de precisión, el análisis se puede realizar de la misma manera observando el modo de trabajo de los dos pentodos de manera conjunta.

• **4.7.2 Etapa 5. Etapa Push-Pull. SPICE.**

► 4.7.2.1. Modelado SPICE de la etapa.

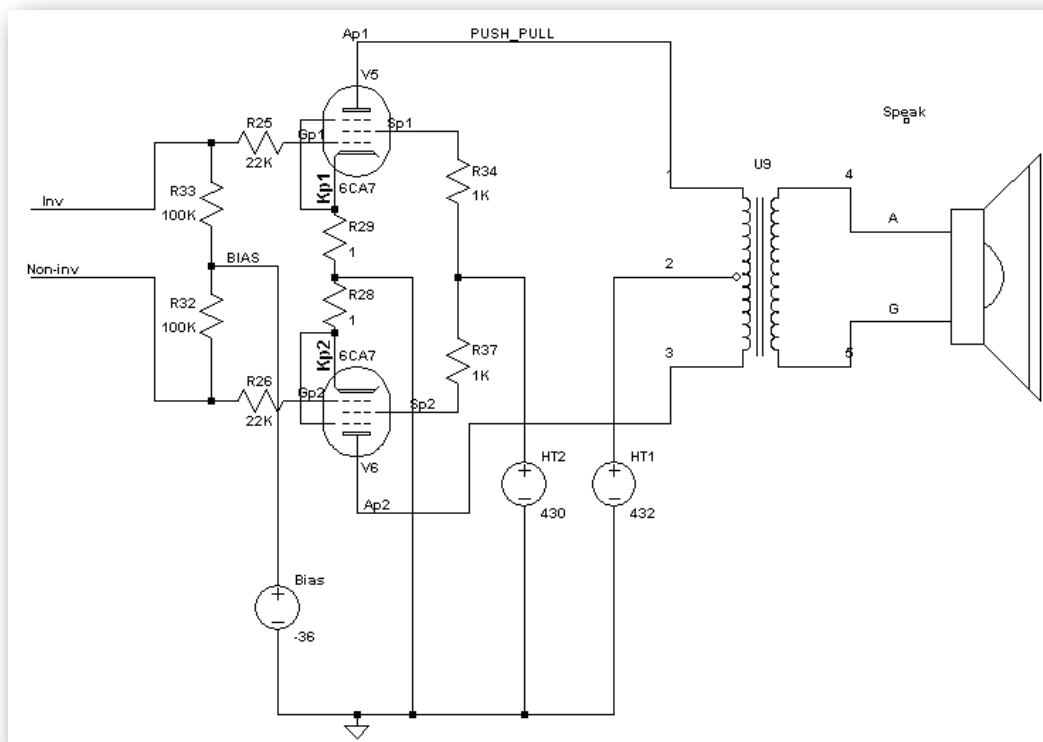


Fig.4.63. Diagrama en SPICE de la etapa de potencia.

► 4.8.2.2. Extracción de parámetros de pequeña señal de la etapa polarizada.

$$|gm| = \frac{\Delta I_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(60.14 \times 10^{-3} - 53.085 \times 10^{-3})}{((-35.5) - (-36.5))} = 7.055 \frac{mA}{V}$$

$$|r_a| = \frac{\Delta V_a}{\Delta I_a} = \frac{(449.84 - 410.115)}{(56.622 \times 10^{-3} - 56.43 \times 10^{-3})} = 206.9 \text{ k}\Omega$$

$$|\mu| = \frac{\Delta V_a}{\Delta V_{gk}} = \frac{(528.606 - 367.9)}{((-36.05) - (-35.95))} = 1607.06$$

El coeficiente de ganancia μ , presenta un valor excesivamente alto poniendo en evidencia un modelado no preciso de la válvula.

► 4.7.2.3. Impedancia de entrada.

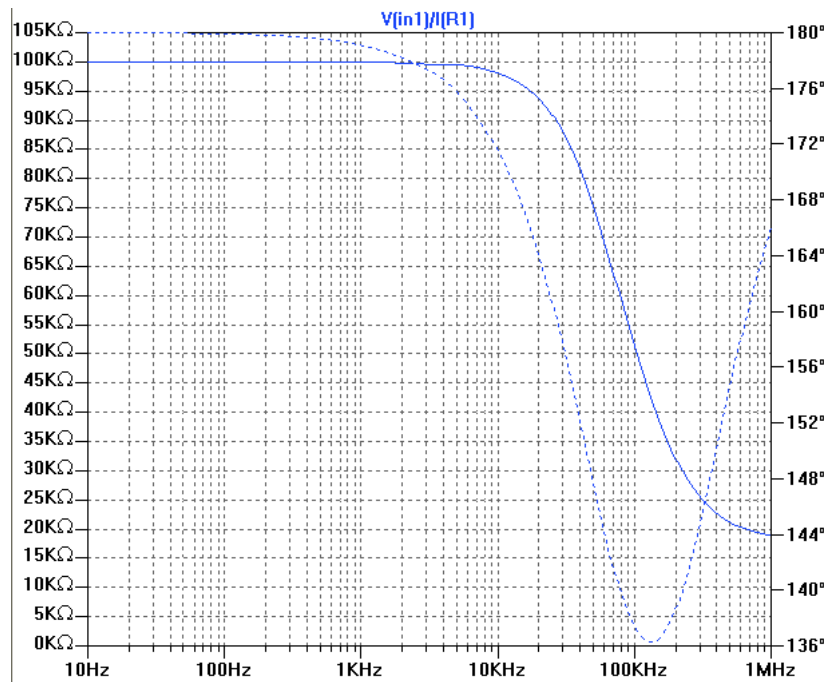


Fig.4.64. Diagrama de la impedancia dinámica de entrada coincidente para las dos entradas de la etapa de potencia.

Presenta una impedancia dinámica de entrada de 100KΩ constante en una banda plana hasta aproximadamente los 10KHz, donde empieza a disminuir debido a las capacidades parásitas de la grilla de control. Ambos pentodos trabajan del mismo modos, por tanto, la impedancia será similar en los casos.

► 4.7.2.4. Impedancia de salida.

El modelo simulado presenta una impedancia dinámica de salida baja en todo rango, prácticamente constante en todo el rango. El valor que se muestra en la Fig.4.65. de 58Ω.

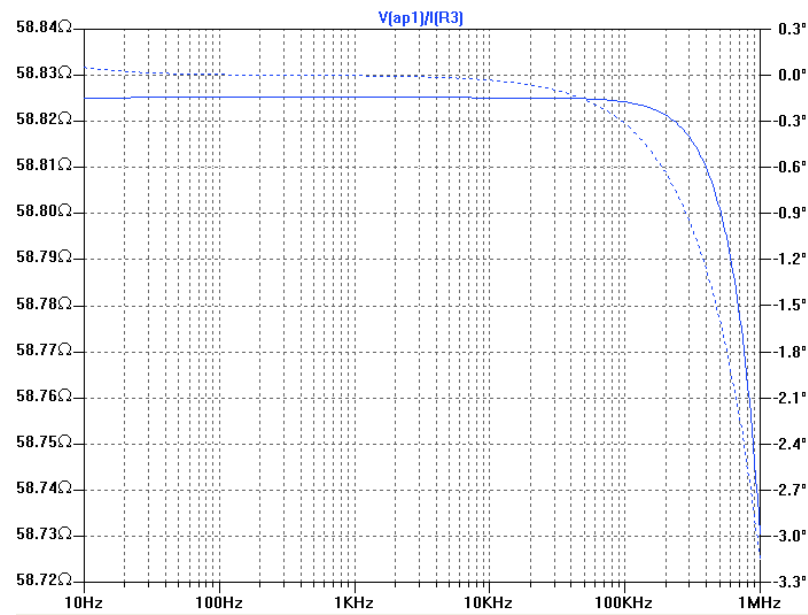


Fig.4.65. Diagrama de la impedancia dinámica de salida coincidente para las dos salidas de la etapa de potencia.

► 4.7.2.5. Ganancia.

La ganancia a partir del diagrama de Bode en la etapa push-pull:

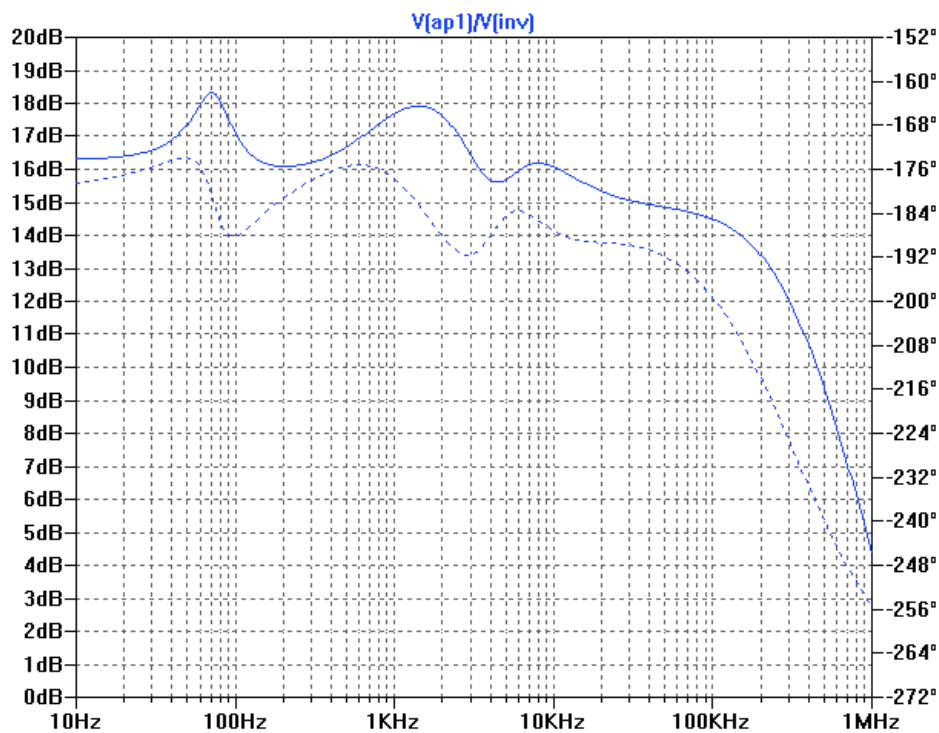


Fig.4.66. Diagrama de Bode del pentodo del modelo de “tube.lib” en la etapa push-pull.

$$A_v (f=400 \text{ Hz}) = 16.52 \text{ dB's.}$$

Coincidente con el calculado en base al modelo de baja señal para pentodo.

Capítulo 5 : Resultados experimentales

En el siguiente capítulo se contrastan los datos obtenidos en la simulación mediante SPICE con los resultados obtenidos en el laboratorio sobre un modelo construido.

5.1. Introducción: Características del modelo.

En el último apartado de la memoria se procede a contrastar cada aspecto analizado en la simulación. El modelo está ensamblado en un chasis de aluminio de 2mm de grosor. El cableado y la disposición de los componente sigue fielmente la disposición del amplificador en el que está basado, así como los transformadores elegidos. Las características básicas de alimentación y carga se corresponden con lo expuesto en la Tabla 5.1.:

Tabla.5.1. Tensiones de alimentación de las etapas del amplificador.

Requerimiento	Valor
Alimentación	230V @ 50 Hz
Fusible Principal	2A Slow Blow

Requerimiento	Valor
Fusible HT	1A Slow Blow
Carga	8/16 Ω
Rango de frecuencias	82Hz ~ 1.9 kHz

5.2. Niveles de alimentación y tensión de polarización de los componentes.

Previo paso a la excitación del modelo, es necesario comprobar los niveles de tensión más relevantes del circuito. Dichos valores son: la tensión tras la rectificación en doble onda, HT1; la tensión que alimenta la reja de pantalla de las válvulas de potencia, HT2; la tensión de alimentación de la válvula de la etapa diferencial, HT3; la tensión de alimentación de la etapa que precede al Tone Stack, HT3b; y la tensión de alimentación de las válvulas restantes ,HT3a. En la Tabla 5.2. aparecen reflejados los datos obtenidos.

Tabla.5.2. Tensiones de alimentación de las etapas del amplificador.

Denominación	Tensión [V]
HT1	457
HT2	455
HT3	446
HT3a	315
HT3b	346
Filamentos	5.4 [RMS]

Las tensiones de cada uno de los terminales nos indicarán el establecimiento adecuado del punto de operación de los triodos, por tanto, constituyen unos valores con gran relevancia antes de proceder a la excitación del circuito. Los valores obtenidos se exponen en la Tabla 5.3.

Tabla.5.3. Tensiones obtenidas en los terminales de las válvulas.

	EL34(izq)	EL34(drcha)
V _{ak} [V]	454	452
V _{g2k} [V]	452	446
V _{g1} [V]	-38.3	-38
V _k [V]	0	0

	1_a	1_b	2_a	2_b	3_a	3_b	4_a	4_b
V _a	157	158	203	-	274	273	213	315
V _k	1.4	1.39	1.32	-	85	85	1.69	82
V _g	Input Norm.	Input Bright	-	-	81	81	-	78
tipo de triodo	ECC 83	ECC 83	ECC 83	ECC 83	ECC 81	ECC 81	ECC 83	ECC 83

5.3. Señal de excitación inicial:

La señal de excitación ha sido extraída de un generador de señales del laboratorio. El objetivo es inyectar una señal lo más parecido a la que genera la pastilla de una guitarra eléctrica, una senoide de unos 500 mV (RMS) en un rango frecuencial de entre 82 Hz hasta 1300 KHz aproximadamente.

La posición más pequeña permitida por el potenciómetro que regula la amplitud entrega una señal de 700 mV. La frecuencia seleccionada ha sido 400 Hz.



Fig.5.1. Generador de funciones.

Debido a las altas tensiones presentes en el montaje, las sondas diferenciales son necesarias en todo momento. He alternado entre la posición de $\times 20$ y $\times 200$ según la lectura a realizar lo que influye directamente en el valor mostrado en la pantalla del osciloscopio.

La señal exhibida en la Fig.5.2. muestra la señal inyectada.



Fig.5.2. Señal del generador de funciones tomada como excitación del sistema. T1 (max =320 mV; min= -320mV).

5.4. Primera experiencia. Entradas Hi / Low gain.

La primera comprobación realizada ha sido la de comprobar la atenuación de la entrada de “low-gain” frente a la de “high-gain” del canal Bright. Situando directamente la sonda en el terminal de grilla del primer triodo del canal la diferencia es evidente. En la Fig.5.3. se puede observar la atenuación resultante de la señal tras la entrada “low-gain”.

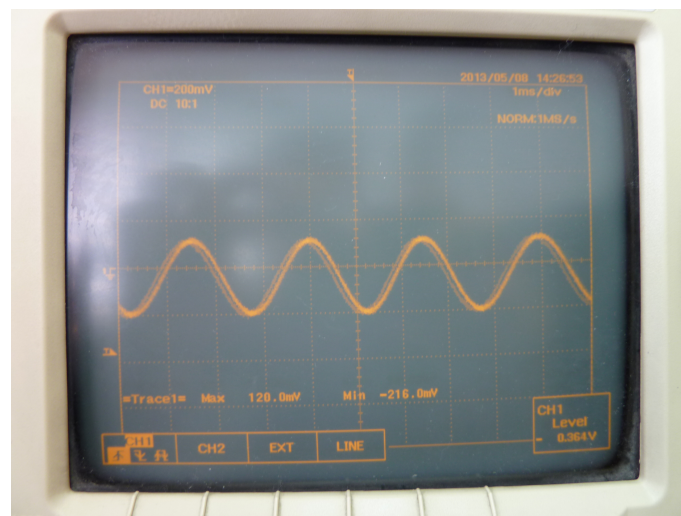


Fig.5.3. Señal que llega al terminal de grilla del primer triodo desde la entrada “low-gain”. T1 (max=120mV; min=-216mV).

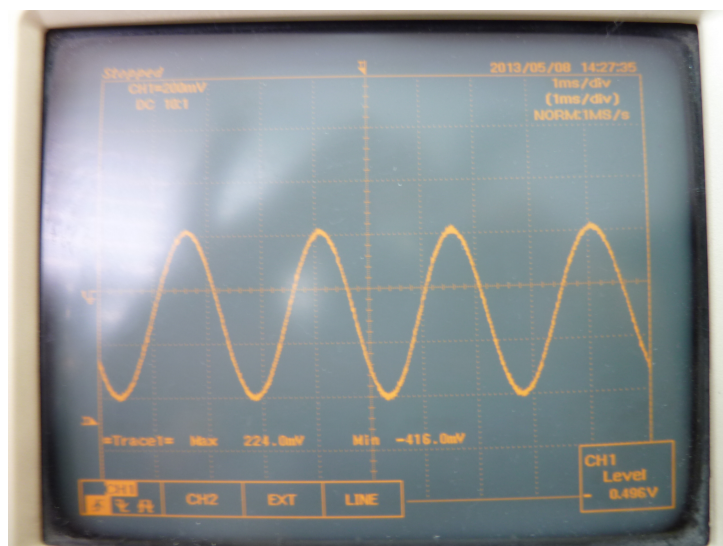


Fig.5.4. Señal que llega al terminal de grilla del primer triodo desde la entrada “hi-gain”. T1 (max=224mV; min=-416mV).

En contra punto, en la Fig.5.4., la señal permanece prácticamente invariable con la inyectada desde el exterior. De aquí en adelante, la experimentación se realizará inyectando por el terminal de “hi-gain”.

5.5. Análisis de la etapa 1.

El comportamiento de la primera válvula es correcto. La primera etapa consiste en una etapa amplificadora simple. Cada uno de los triodos dentro de la válvula supone la primera etapa de su correspondiente canal: el “normal” y el “bright”. La diferencia entre ambas etapas reside en su respuesta frecuencial.

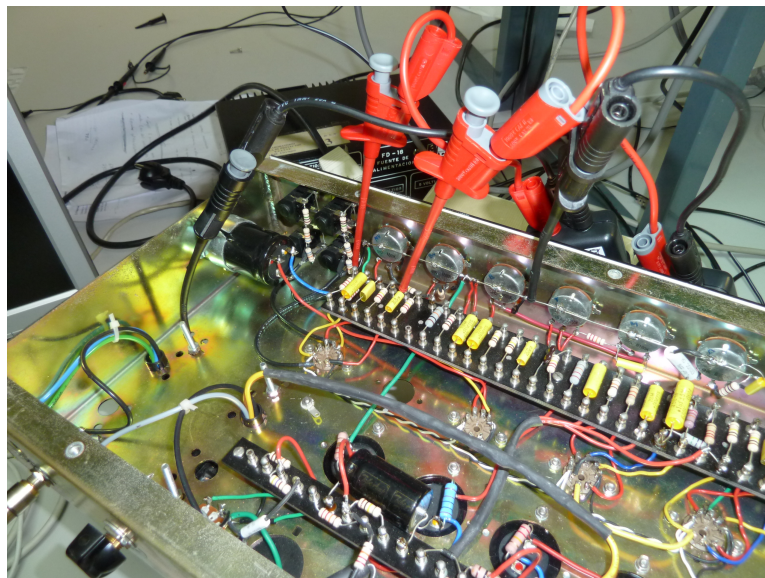


Fig.5.5. Medición mediante las sondas diferenciales sobre el amplificador.

Desde la entrada del canal Bright, el potenciómetro de volumen de canal se encuentra a las diez aproximadamente. En la sonda 1 tenemos la señal de entrada sin atenuar; mientras que en la sonda 2, la señal de salida tras la primera etapa del canal Bright, en la entrada del triodo de la siguiente etapa.

La lectura en el osciloscopio de la amplitud pico-pico de la etapa inicial es de 640mV; la salida resultante de la etapa es de 798 mVp-p a la entrada del siguiente triodo. En la Fig.5.6. se puede apreciar el carácter inversor de la etapa. La baja ganancia entre entrada y salida es debido a que la medida se realiza tras el potenciómetro de salida de la etapa.

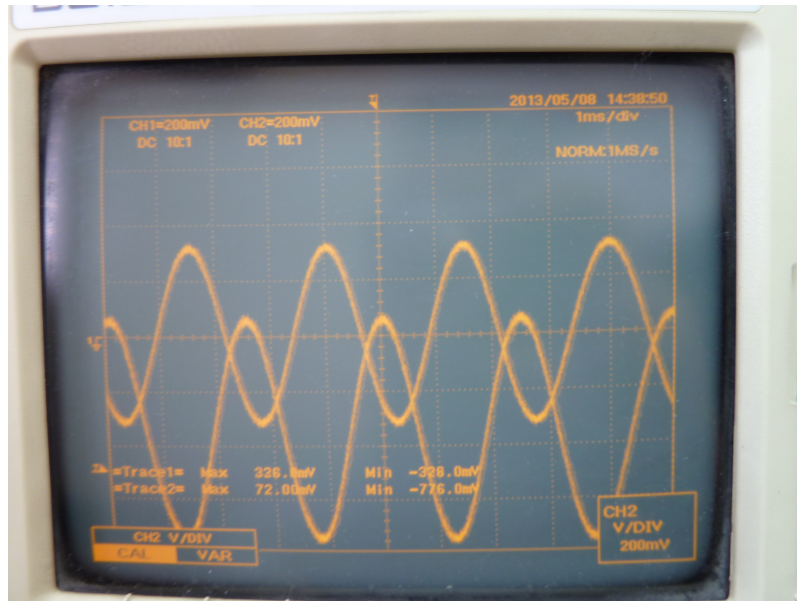


Fig.5.6. Señal de salida frente a señal de entrada en el osciloscopio. Se pueden apreciar los valores en pantalla: Trace 1 (Max:320 mV; Min: -320mV), Trace 2 (Max:72mV; Min: -726mV).

Si tomamos la salida tras el condensador de acoplo de la etapa, se puede comprobar si la ganancia coincide con el valor teórico. En la Fig.5.7. se ponen una frente a la otra.

La lectura en el osciloscopio de la amplitud pico-pico de la etapa inicial es de 880mV; la salida resultante de la etapa es de 10.24 Vp-p. La ganancia resultante es de $|V_o/V_{in}| = 11.64$, equivale a 21.32 dB's.

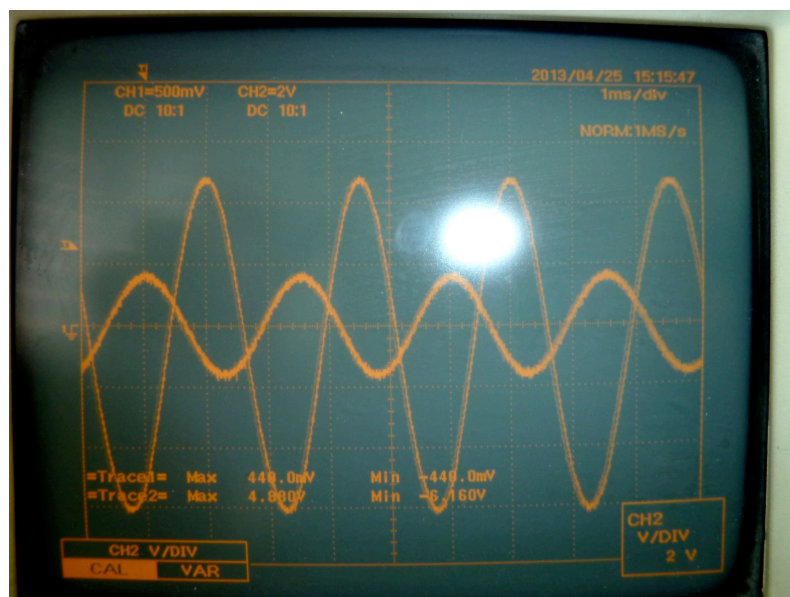


Fig.5.7. Señal de salida frente a señal de entrada en el osciloscopio. Se pueden apreciar los valores en pantalla: Trace 1 (Max:440 mV; Min: -440mV), Trace 2 (Max:4.080V; Min: -6.160V).

5.6. Análisis de la etapa 2.

La siguiente medida se ha tomado tras la etapa de ecualización de tres bandas, de tal manera que esta engloba una etapa amplificadora desarrollada con un triodo y las resistencias y condensadores que conforman la etapa de ecualización.

La Fig.5.9. muestra la lectura del osciloscopio cuando la sonda 2 permanece en la misma posición que ante, en la grilla del triodo de la segunda etapa, mientras que la sonda 1 está en el extremo superior del potenciómetro de “Master Vol”, tras la resistencia de $22\text{K}\Omega$.

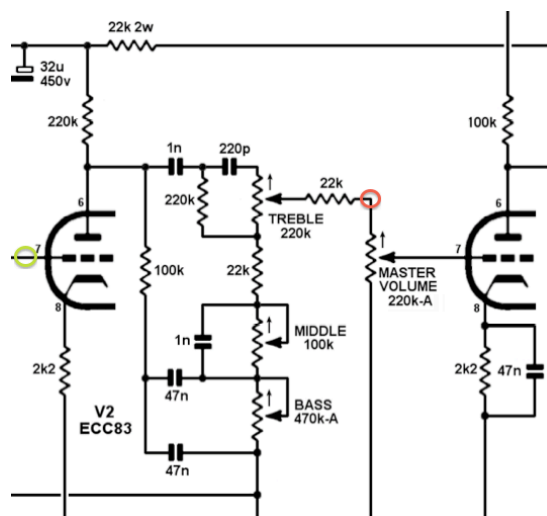


Fig.5.8. Sección del esquema correspondiente a la etapa 2. En rojo aparece señalado el punto de análisis de la salida de la etapa 2, sonda 1; en verde el punto de análisis de la entrada de la etapa 2, sonda 2.

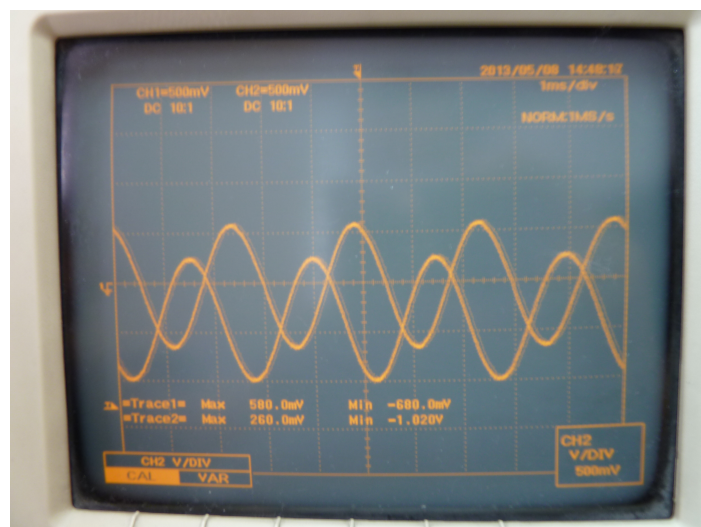


Fig.5.9. Sonda 2 en la entrada de la etapa 2 y sonda 1 en la salida de la etapa 2. La lectura es: Trace2 (Max= 260mV; Min=-1.020V), Trace1(Max=580mV; Min= -680mV).

En la Fig.5.9. se ha aumentado la salida de la etapa 1 a la siguiente mediante el cambio del potenciómetro de volumen del canal desde la posición de las diez a las doce. De ahí que la sonda 2 marque un valor mayor estando en el mismo punto.

La siguiente imagen, Fig.5.10, aumenta el potenciómetro del canal Bright hasta la posición de las tres, causando la distorsión de la señal.

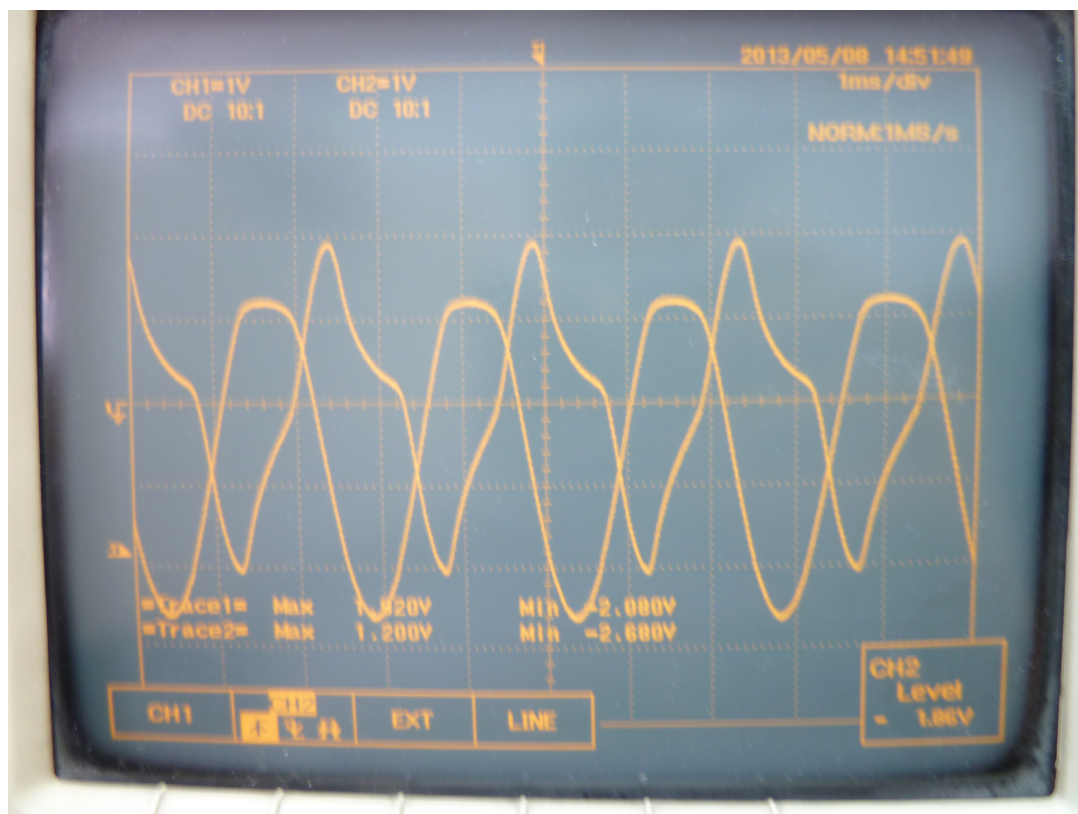


Fig.5.10. Sonda 2 en la entrada de la etapa 2 y sonda 1 en la salida de la etapa 2. La lectura es: Trace2 (Max= 1.200V; Min=-2.680V), Trace1(Max=1.920V; Min= -2.000V).

Hay un aumento de la amplitud hasta un límite, acto seguido, llega la deformación de la onda. El recorte en el ciclo positivo indica que la distorsión ha sido provocada por poner la tensión V_{gk} en las proximidades de 0V.

En estas dos últimas medidas hay incidencia de la etapa de ecualización, en ambos casos, los tres potenciómetros (Bass,Middle,Treble) han permanecido al mínimo. De aquí hasta el final del análisis, su posición es al mínimo excepto que se especifique lo contrario.

5.7. Modificaciones en la etapa de ecualización de 3 bandas.

En las siguiente imágenes, el potenciómetro de volumen del canal “Bright” permanece a las doce.

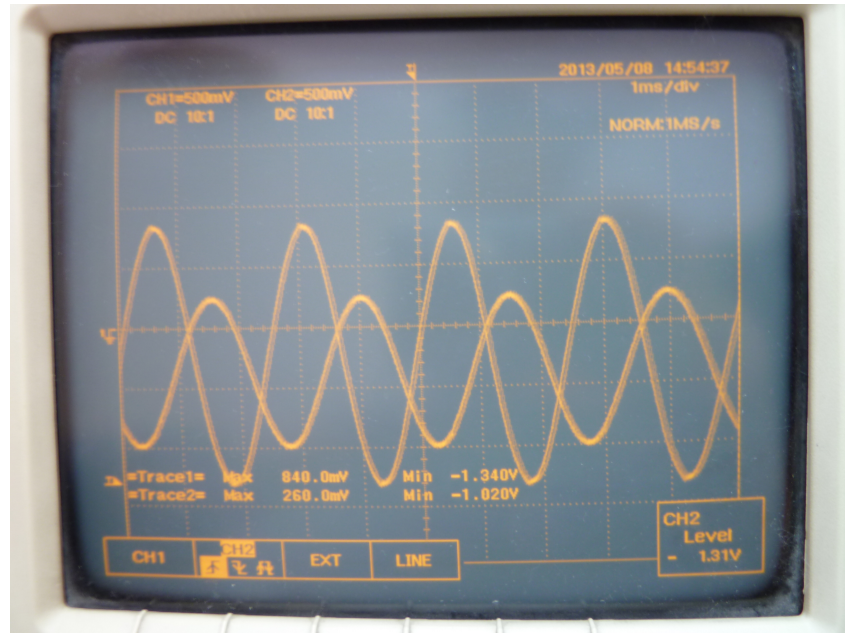


Fig.5.11. Bass= Max; Middle= Min; Treble= Min.

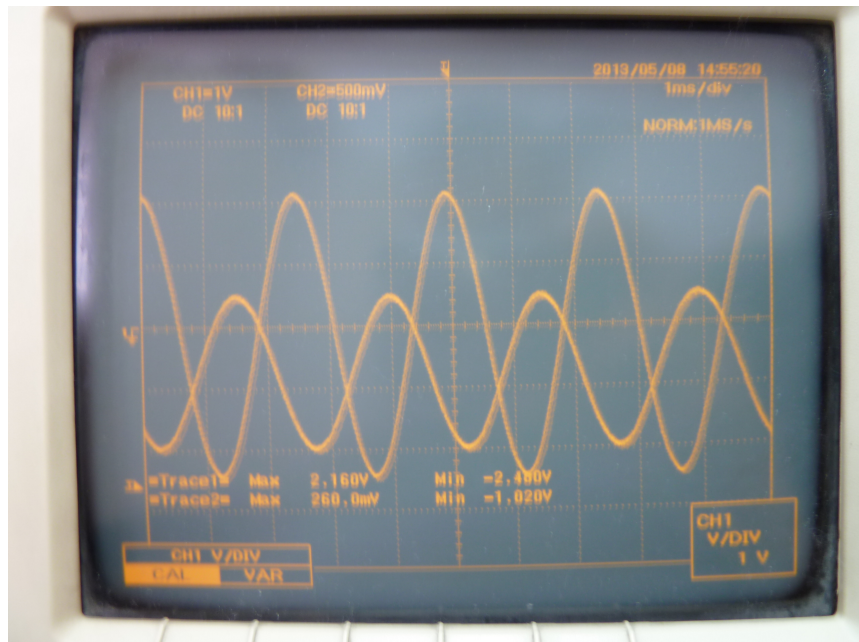


Fig.5.12. Bass= Min; Middle= Max; Treble= Min.

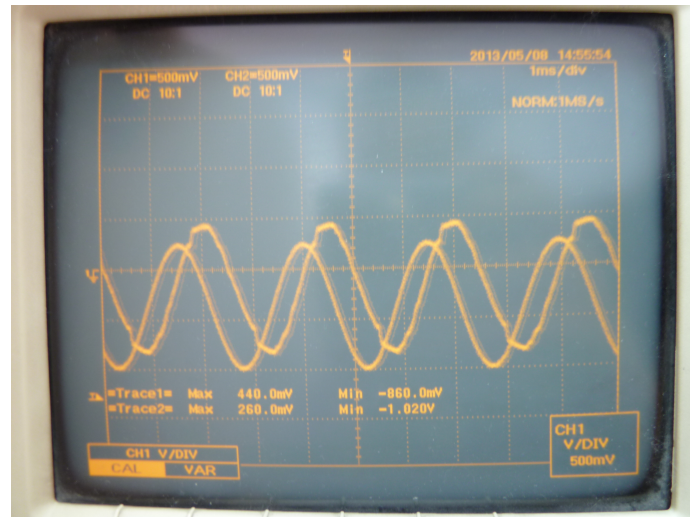


Fig.5.13. Bass= Min; Middle= Min; Treble= Max.

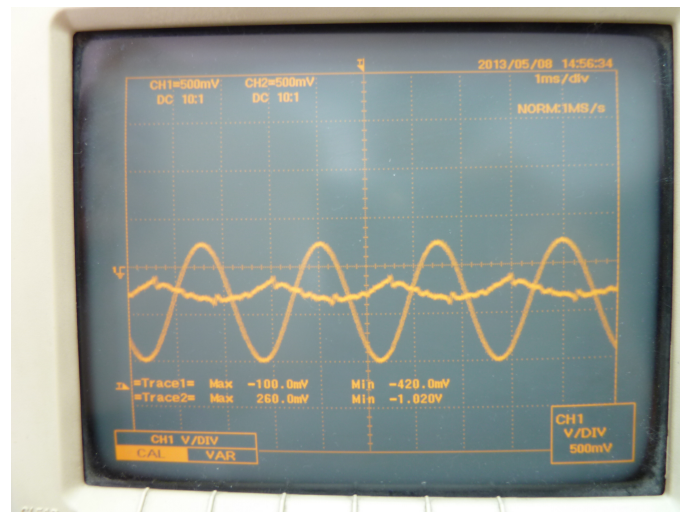


Fig.5.14. Bass= Max; Middle= Min; Treble= Max.

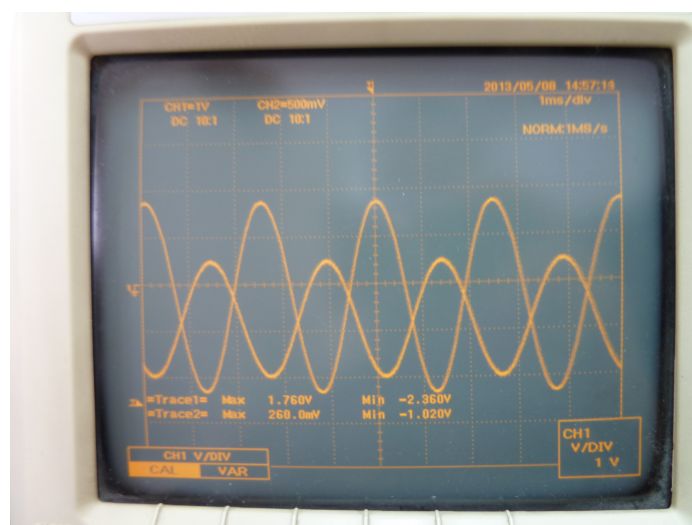


Fig.5.15. Bass= Max; Middle= Max; Treble= Min.

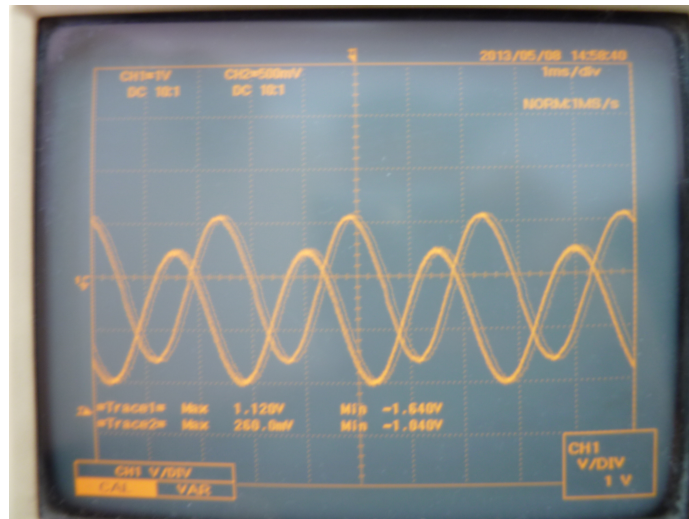


Fig.5.16. Bass= Min; Middle= Max; Treble= Max.

En la Fig. 5.17. se observa una oscilación anómala al aumentar el potenciómetro de “Master Vol”. Al bajar el potenciómetro de Treble (agudos), la perturbación desaparece.

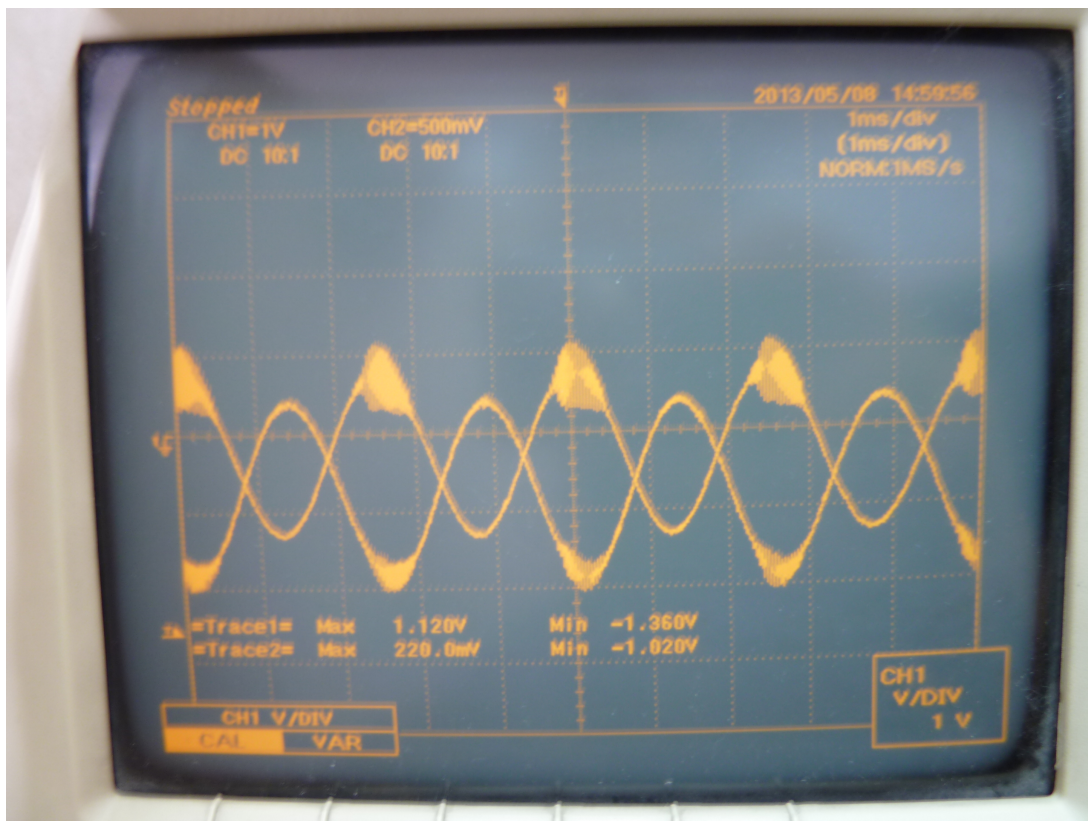


Fig.5.17. Bass= Min; Middle= Max; Treble= Max. Comportamiento anómalo al incrementar la señal de salida y tener el potenciómetro de Treble al máximo.

5.8. Análisis de la etapa 3.

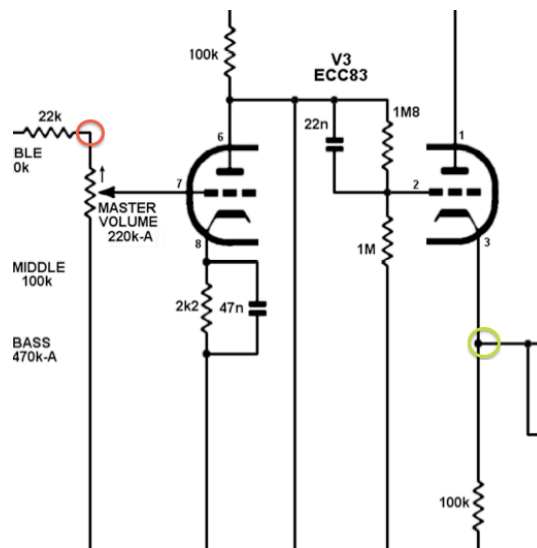


Fig. 5.18. Sección del esquema correspondiente a la etapa 3. En rojo aparece señalado el punto de análisis de la salida de la etapa 2, sonda 1; en verde el punto de análisis de la salida de la etapa 3, sonda 2.

La sonda 1 permanece en el mismo punto mientras que la sonda 2 la desplazamos a la salida del seguidor de cátodo. En este caso, debido a la presencia de un nivel de continua que no es de interés, pasamos a modo AC en la sonda 2 para observar solo la componente de alterna. En la Fig.5.19. se puede observa la lectura.

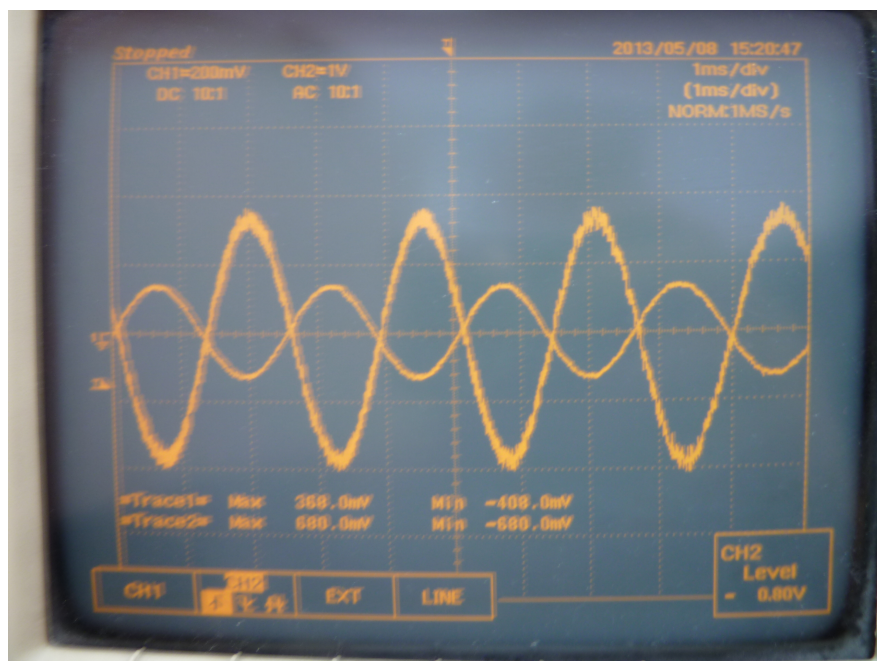


Fig.5.19. Sonda 2 en la salida de la etapa 3 y sonda 1 en la salida de la etapa 2. La lectura es: Trace2 (Max= 600mV; Min=-600mV), Trace1(Max=360mV; Min= -400mV).

En la Fig.5.20. la respuesta al colocar el potenciómetro de “Master Vol” a las nueve. Se observa un cambio importante en un rango pequeño.

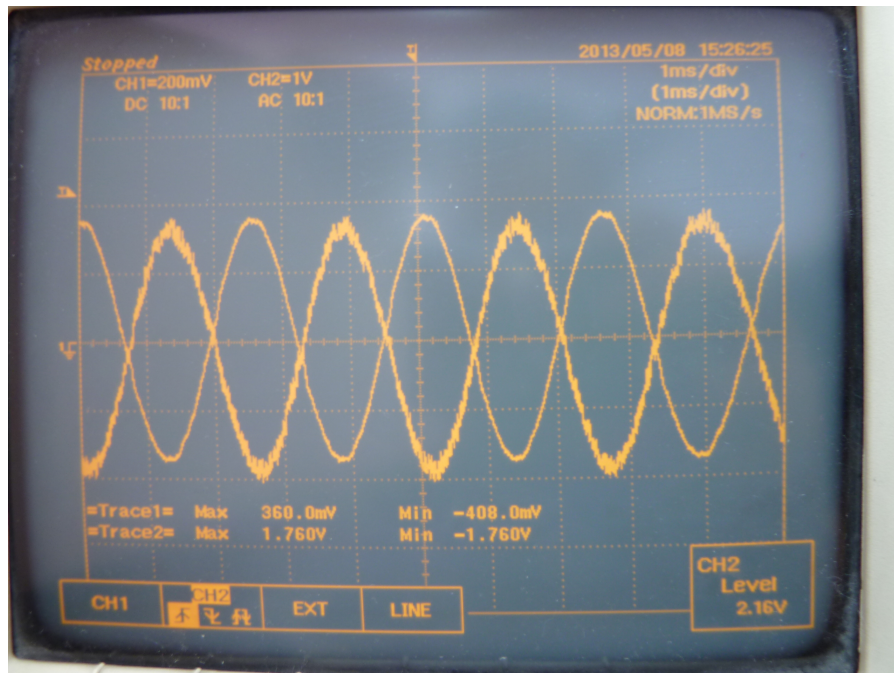


Fig.5.20. Sonda 2 en la salida de la etapa 3 y sonda 1 en la salida de la etapa 2. La lectura es: Trace2 (Max= 1.760V; Min=-1.760V), Trace1(Max=360mV; Min= -400mV).

5.9. Análisis de la etapa 4.

La entrada de la etapa 4, la etapa diferencial, coincide con la salida de la etapa 3, de tal manera que la sonda 2 permanecerá en el mismo lugar. En las Fig. 5.21 y 5.22. se observa la salida por separado de cada una de las salidas de la etapa diferencial. De esta manera comprobamos la simetría de los dos triodos y el desfase de 180° entre las salidas.

En la Fig.5.23. se observa la salida de la etapa diferencial mediante la sonda 1. En ambos casos es necesaria la posición AC para facilitar la observación de la componente de alterna.

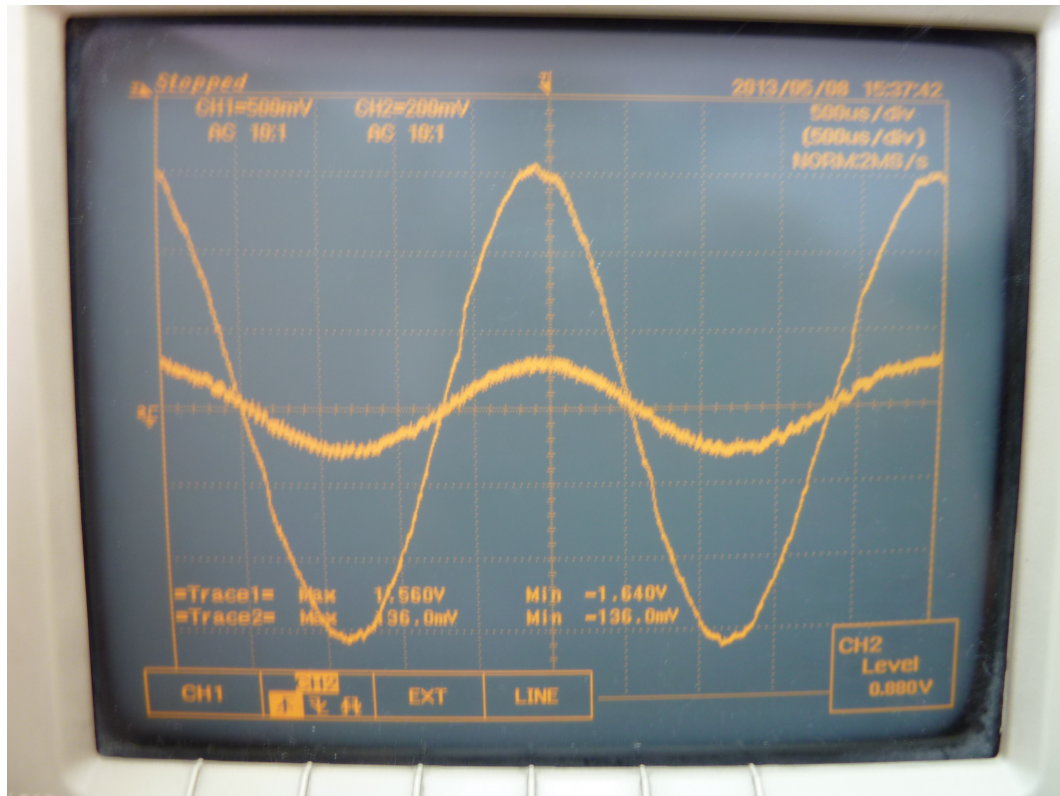


Fig.5.21. Sonda 2 en la salida de la etapa 3 y sonda 1 en la salida del triodo con 91K de carga (no inv). La lectura es: Trace2 (Max= 136mV; Min=-136mV), Trace1(Max=1.640V; Min= -1.640V).

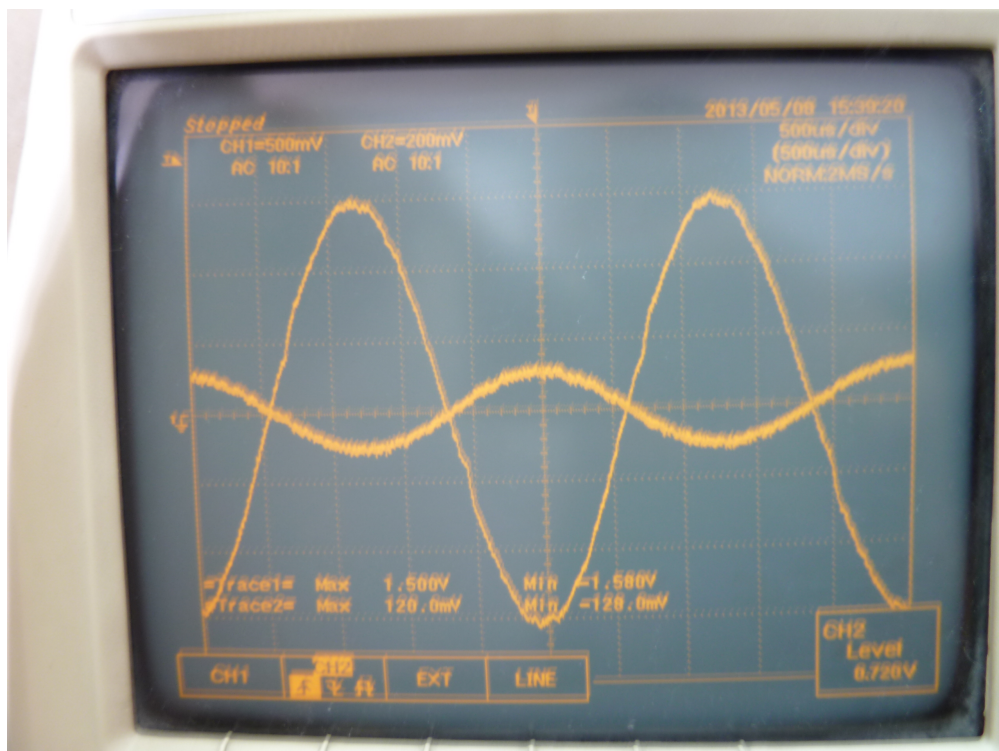


Fig.5.22. Sonda 2 en la salida de la etapa 3 y sonda 1 en la salida del triodo de 82K de carga(salida inv). La lectura es: Trace2 (Max= 120mV; Min=-120mV), Trace1(Max=1.500V; Min= -1.500V).

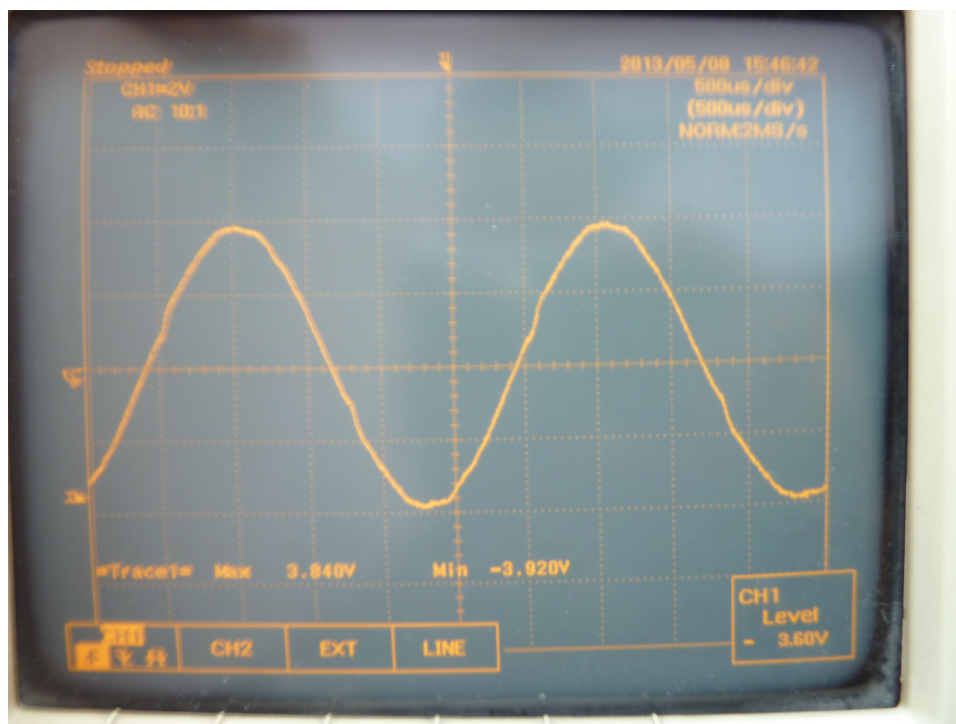


Fig.5.23. Sonda 1 en la salida de la etapa diferencial. La lectura es: Trace1(Max=3.940V; Min=-3.920V).

5.10. Análisis de la etapa 5. Etapa de potencia Push-Pull.

En la Fig.5.24. se observa con la sonda 2 la salida en bornes del secundario mientras que con la sonda 1 observamos la entrada de la etapa al tomar la salida de etapa diferencial. La sonda 1 permanece en modo AC para evitar que la tensión de polarización de las válvulas de potencia dificulte la lectura, la sonda 2 se cambia a atenuación x200 y se pasa a modo DC. De esta manera se puede asegurar que en el transformador no hay componente DC y que la etapa push-pull está equilibrada.

Tras la lectura, la componente DC que hay en el transformador es de 400mV probablemente debido a la componente ohmica del devanado y al flujo constante de corriente por la polarización de las válvulas de potencia.

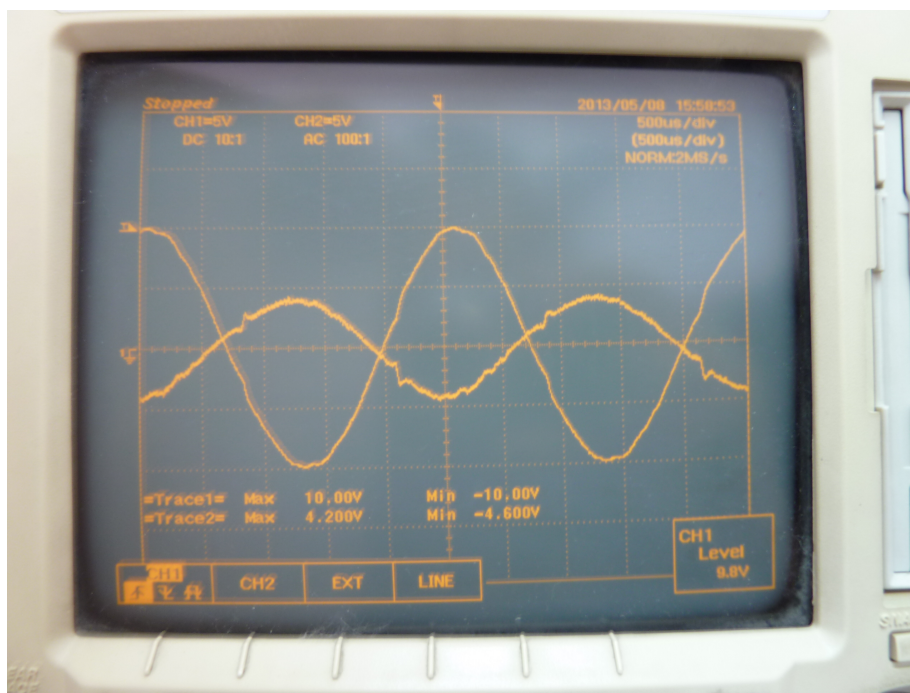


Fig.5.24. Sonda 2 en bornes del transformador de salida, Sonda 1 en la salida de la etapa diferencial. La lectura es: Trace1(Max=10V; Min= -10V), Trace 2 (Max=4.200V; Min= -4.600V).

5.11. Análisis de la realimentación.

El siguiente punto a analizar es el punto donde se toma la realimentación. Actualmente el amplificador trabaja en lazo abierto. Sin embargo, el esquema original contempla una realimentación negativa que se inyecta en la etapa diferencial.

En la Fig.5.25. se puede observar la salida de la etapa push-pull mediante la lectura de la sonda 2 y el terminal del secundario del transformador donde se toma la realimentación, en la sonda 1.

Lo que se observa es como la realimentación presenta un comportamiento anómalo al, prácticamente, doblar la frecuencia con respecto a la señal de primario del transformador. Se puede observar también un alto grado de distorsión debido a la posición del potenciómetro de “Master Vol”.

En la Fig.5.26., el potenciómetro se baja y reduce el efecto de distorsión.

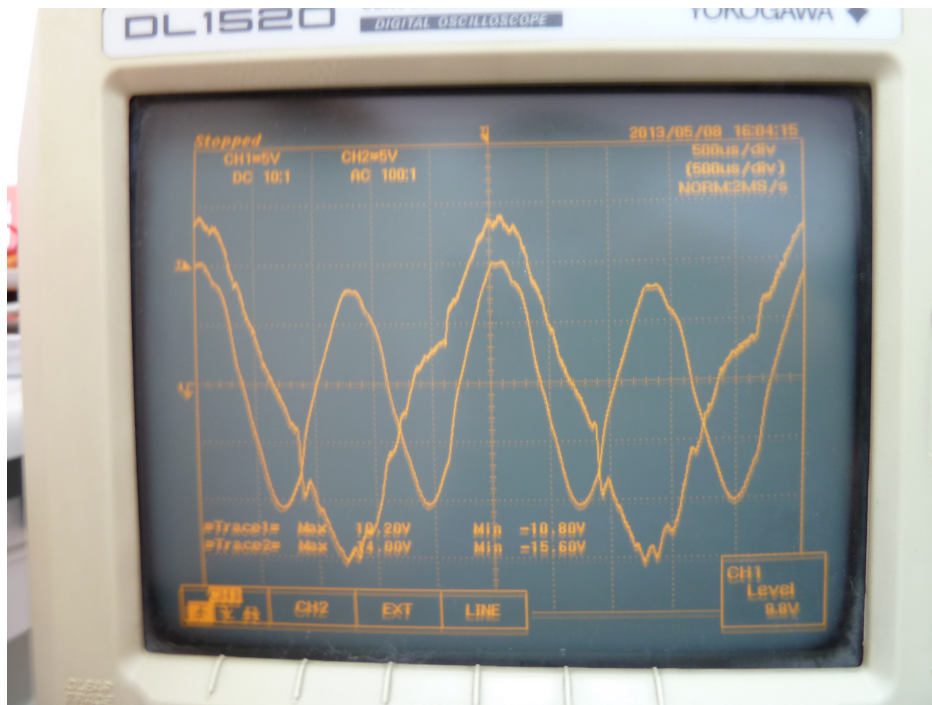


Fig.5.25. Sonda 2 en bornes del transformador de salida, Sonda 1 en el terminal de selector de $16\ \Omega$ donde se toma la realimentación. La lectura es: Trace1(Max=10.2V; Min= -10.8V), Trace 2 (Max=14V; Min= -15.16V).

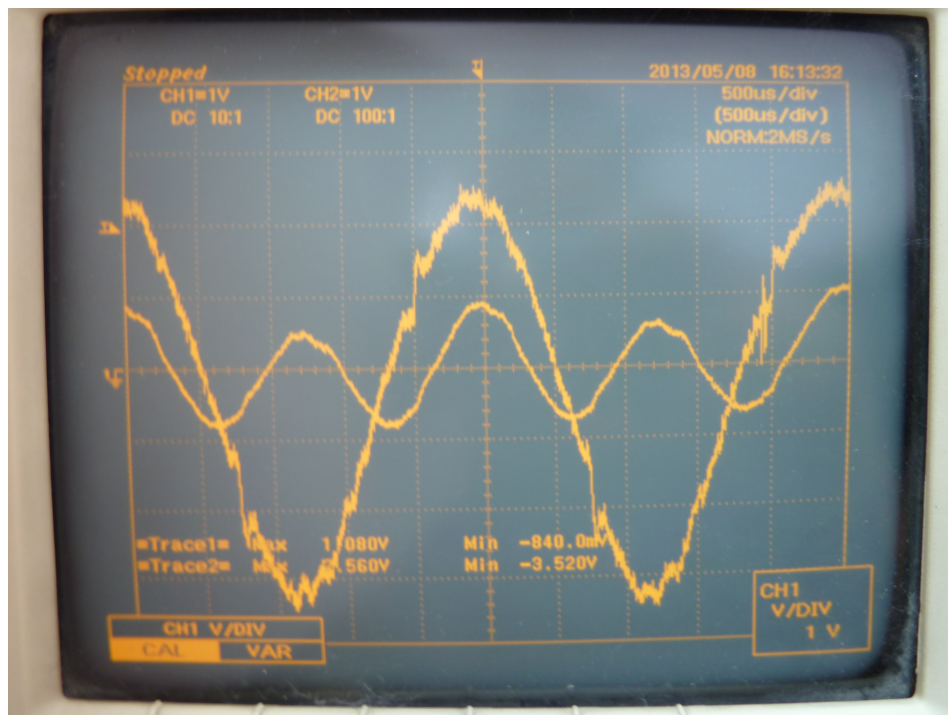


Fig.5.26. Sonda 2 en bornes del transformador de salida, Sonda 1 en el terminal de selector de $16\ \Omega$ donde se toma la realimentación. La lectura es: Trace1(Max=1.080V; Min= -840mV), Trace 2 (Max=2.560V; Min= -3.520V).

En la Fig.5.27, se pone en relación la señal de realimentación con la señal de entrada de la etapa diferencial donde la realimentación será acoplada.

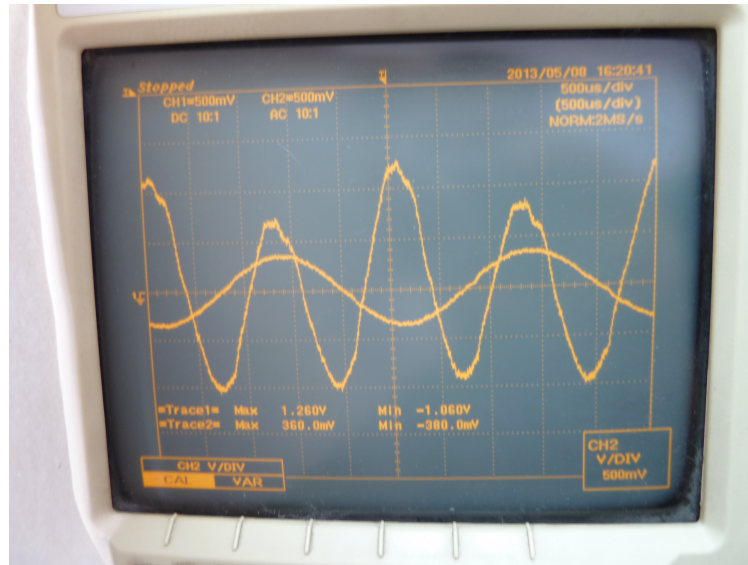


Fig.5.27. Sonda 2 en la entrada de la etapa diferencial, sonda 1 en el terminal de selector de $16\ \Omega$ donde se toma la realimentación. La lectura es: Trace1(Max=1.260V; Min= -1.060V), Trace 2 (Max=360mV; Min= -380mV).

Al percibirse un ligero cambio en los máximos, parece indicar que en la realimentación hay una presencia importante de armónicos.

En la Fig.5.28. se pone en relación con la salida de la etapa diferencial.

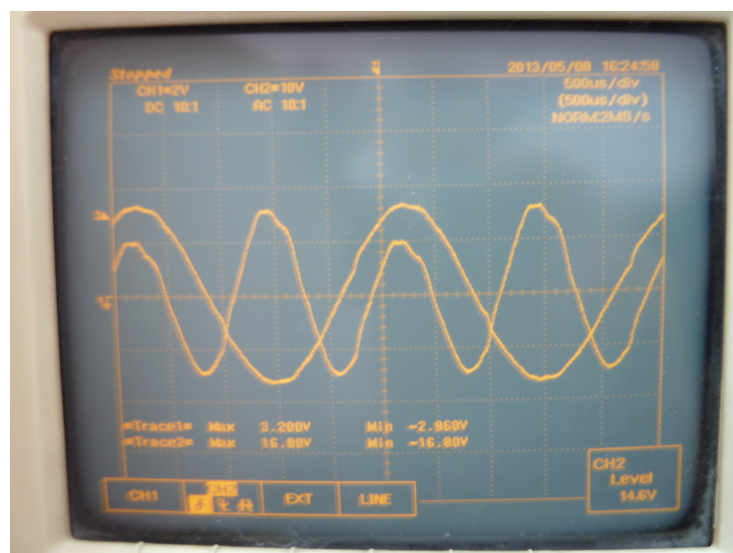


Fig.5.28. Sonda 2 en la salida de la etapa diferencial, sonda 1 en el terminal de selector de $16\ \Omega$ donde se toma la realimentación. La lectura es: Trace1(Max=3.200V; Min= -2.960V), Trace 2 (Max=16.80V; Min= -16.80V).

C a p í t u l o 6 :

C o n c l u s i o n e s

El sexto capítulo establece las conclusiones a las que se ha llegado y proponen una serie de líneas de continuación del proyecto.

6.1. Introducción.

En este capítulo se recogen las conclusiones que se han extraído en base a todo el estudio realizado. Se indica la medida en la que se han alcanzado los objetivos propuestos inicialmente y los posibles puntos a desarrollar en una línea posterior del proyecto en el campo abordado.

6.2. Conclusiones.

En base a los objetivos propuestos se ha desarrollado un modelo de pequeña señal para la extracción de parámetros característicos, lo que incluye el comprender los mecanismo físicos, su traducción en las hojas de características, el comportamiento funcional del componente y los requerimientos asociados para un correcto modo de operación.

Se ha desarrollado el análisis del sistema completo en entorno SPICE etapa por etapa de tal manera que se corrobore el análisis realizado mediante la sustitución de las válvulas por su modelo en pequeña señal y pueda explorarse, mediante la simulación, el comportamiento de dichas válvulas frente a señal de entrada de mayor amplitud. Mediante el entorno SPICE se puede

extraer también la respuesta frecuencial de las etapas, así como su impedancia equivalente de entrada y de salida.

Finalmente, la construcción del modelo y posterior análisis en el laboratorio, ha permitido comprobar la operación real de las etapas y la fidelidad del comportamiento de la simulación.

El modelado de los pentodos ha resultado ser el menos fiel con respecto a la realidad, presentando divergencias de importancia en los valores de los parámetros característicos extraídos del punto de operación en el cual están polarizados. No obstante, aunque su comportamiento en simulación no era preciso, la tendencia de las curvas características del modelo desarrollado para simulación eran similares a las observadas en las curvas características, de tal manera que, aunque no hayan sido útiles para simular un comportamiento próximo al real, si han sido útiles para la profundización y entendimiento de la etapa en la que intervienen.

6.3. Posibles líneas de continuación.

- **Modelado en Spice.**

El desarrollo de un modelo más fiel en caso de los pentodos sería esencial. Un buen modelado de válvulas permitiría poder desarrollar nuevos diseños con la certeza de que el comportamiento reproducido en simulación va a corresponder en gran medida con el prototipo construido.

- **Mejoras en el diseño.**

Observar la incidencia del ruido debido al cableado, la estrategia utilizada para conectar las masas, el ruido electromagnético producido por aparatos colindantes, cambios en el sonido debido a los transformadores... En definitiva establecer una serie de pautas analizadas y fundamentadas para mejorar aspectos relacionados con el diseño en la electrónica.

- **Análisis de la eficiencia de la etapa.**

Se debe realizar un análisis del consumo estático y dinámico de las etapas en situaciones extremas.

A N E X O S

A n e x o A : **V á l v u l a s d e v a c í o**

En el siguiente anexo se introduce la válvula como componente electrónico dando unas nociones básicas de qué partes lo conforman, cual es su función y en qué ha derivado esta tecnología tras la aparición de los componentes en estado sólido.

A.1. Diodo de vacío

El diodo en estado sólido tiene su origen en su homólogo de vacío y, al igual que éste, consta de dos electrodos: el cátodo y el ánodo. Dichos electrodos se encuentran en el interior de un recinto en el que se ha practicado el vacío, normalmente una ampolla de vidrio. Para su funcionamiento se incluyen también dos terminales más que corresponden al filamento calefactor.

El filamento, puede colocarse o muy próximo al cátodo o formar parte de él. El cátodo es metálico o de otro material que emita fácilmente electrones al calentarlo. Los materiales utilizados para lograr dicho efecto son el wolframio (también utilizado en las lámparas de incandescencia), el wolframio toriado y los óxidos de bario y de estroncio. El ánodo, al que también se le conoce como placa, es un electrodo metálico que rodea el cátodo con el fin de recoger todos los electrones emitidos por el cátodo que sea posible. Así, el funcionamiento del diodo de vacío se basa en el caldeo del cátodo para conseguir la emisión de electrones al vacío existente entre el cátodo y la placa. Entre es-

tos dos electrodos se aplica una diferencia de potencial que hace llegar a la placa los electrones emitidos por el cátodo. Esta circulación de electrones del cátodo a la placa constituye la llamada corriente de placa.

Cuando el filamento forma parte del cátodo, se dice que se trata de un cátodo de caldeo directo y cuando, por el contrario, este se encuentra separado del cátodo, recibe el nombre de caldeo indirecto. Para conseguir una calefacción adecuada del cátodo, se aplica a los terminales del filamento una diferencia de potencial relativamente baja que se obtiene de un secundario aparte existente en el transformador de alimentación(llamado devanado de filamentos). Según cuál sea la válvula, dicha diferencia de potencial puede tener valores comprendidos entre 1V y 12V eficaces. Las tensiones más comunes son las de 6,3V ó 12,6V eficaces. El filamento no es más que un hilo conductor que se calienta por efecto Joule a causa de la corriente que lo recorre suministrada por el devanado del transformador anteriormente mencionado.

Al entregar energía al filamento, la temperatura del cátodo se eleva y, según la válvula de la que se trate, dicha temperatura puede variar entre 1000K y 2500K. El material catódico, una vez caliente, emite con facilidad grandes cantidades de electrones. El vacío practicado evita que se queme el cátodo. Una tensión que haga la placa positiva respecto del cátodo hará que los electrones emitidos por éste mediante el proceso de emisión termoiónica sean acelerados hacia la placa y pueda ésta capturarlos.

Consideremos las características en terminales de un diodo de vacío. Primeramente , se aplica tensión calefactora sin haber aplicado en placa ningún potencial exterior. Al alcanzar cierta temperatura, el cátodo se emitirá electrones a la región comprendida entre cátodo y placa. Llegará un momento en que se alcance un equilibrio tal que el número de electrones que emita el cátodo por unidad de tiempo sea igual al número de los que regresan a él. Nótese que los electrones liberados no se mueven hacia la placa porque no existe ninguna fuerza exterior. Sin embargo, encontraremos en las proximidades de la superficie del cátodo una región de carga espacial constituida por electrones libre. En estas condiciones, la corriente de placa tiene una intensidad prácticamente nula, puesto que muy pocos de los electrones emitidos por el cátodo tienen la energía suficiente para alcanzar la placa y la corriente que constituyan tendrá

una intensidad que como máximo será del orden del micro Ampère, por lo que puede despreciarse.

Al aplica exteriormente una diferencia de potencial entre cátodo y placa, algunos de los electrones se verán atraídos por la placa y constituirán un transporte de cargas (electrones) del cátodo a la placa. Este fenómeno se manifiesta en el circuito exterior en forma de una corriente de placa que penetra en ésta y sale por cátodo. Cuanto mayor sea la tensión aplicada en ánodo respecto a cátodo, más intensa es la corriente que se observa. La intensidad de placa crece exponencialmente con la tensión aplicada, como evidencian las curvas características del componente, hasta que todos los electrones emitidos se pongan en movimiento hacia la placa y contribuyan a la corriente, pues todos los electrones disponibles contribuyen ya a la corriente de placa. Esta condición se conoce con el nombre de saturación y supone las proximidades del límite de suministro de corriente del diodo. Si en estas condiciones la tensión en bornes sigue aumentando sin límite, puede alcanzarse el punto de la destrucción del componente por la imposibilidad de disipar la potencia generada.

Si la tensión entre placa y cátodo fuese negativa, contraria al caso anterior (+ en el cátodo y - en la placa), el campo que se creó entre los dos electrodos impide que los electrones alcancen la placa. En estas condiciones de polarización inversa, el diodo de vacío es esencialmente un circuito abierto, es decir, no circula corriente de placa.

Debe quedar claro que el funcionamiento en un circuito del diodo de vacío es esencialmente el mismo que el de un diodo de estado sólido, siendo la principal diferencia la magnitud relativa de la tensión en sentido directo que hay que aplicar para establecer la conducción. La utilización, por tanto, de los diodos de vacío sigue una línea paralela a la de los diodos de estado sólido. De hecho, para determinar las resistencias y conductancias estática y dinámica de los diodos de vacío se pueden utilizar los mismos métodos que para determinar dichas magnitudes en los diodos de estado sólido.

A.2. Triodo de vacío

El triodo es un dispositivo de vacío con tres terminales y que tiene la posibilidad de amplificar. Esta posibilidad se debe a la adicción de un tercer electrodo, llamado reja (grilla, en algunas traducciones), introducido entre la placa y el cátodo de un diodo de vacío.

Para comprender su funcionamiento se toma como potencial nulo de referencia el cátodo. Cuando la placa se hace positiva, circula una corriente de ella al cátodo. Si no se aplica ninguna polarización al electrodo de mando, el funcionamiento de la reja es análogo al descrito en el caso del diodo. El calentamiento del cátodo da lugar a una emisión termoiónica y los electrones así liberados son atraídos por la placa, chocando muy pocos con la estructura de reja. En cambio, si en el terminal de reja se aplica un potencial ligeramente negativo, se obstaculiza la circulación de electrones que se alejan del cátodo. Si la tensión negativa de reja es pequeña, en valor absoluto, frente a la tensión positiva de la placa, el número de electrones que llegan a ésta será menor que el de los que llegarían si no hubiese tensión alguna aplicada en reja. Así pues, cuando la reja se polarice negativamente se tendrá, para una misma tensión de placa, una corriente de placa más débil que la que se tendría en ausencia de polarización de la reja.

Manteniendo fija una polarización negativa en la reja, la aplicación de tensiones en placa cada vez mayores hace que se intensifique la corriente de placa de manera parecida a como sucede en el diodo de vacío. Si la reja se hiciese algo más negativa y se volviera a aumentar la tensión de placa, la intensidad de placa volvería a aumentar. No obstante, la reja ahora es más negativa; por tanto, dará origen a una corriente de placa más débil (para la misma tensión de placa). Por tanto, queda de manifiesto que la reja “gobierna” la intensidad de la corriente de placa para una tensión de placa dada. Este efecto de mando de la reja es la clave de la amplificación llevada a cabo por un triodo.

En el siguiente capítulo abordaremos con más detalle todo lo referente a polarizar el triodo de vacío para trabajar con él.

A.3. Tetrodos y pentodos de vacío

Un tetrodo amplificador de potencia es similar a un pentodo de potencia de salida, excepto que el tetrodo no posee reja supresora. Los electrodos son el cátodo, la reja de control, la reja de pantalla y la placa. La construcción es tal que la emisión secundaria de la placa no pueda alcanzar a la reja de pantalla. Las curvas características de placa, que reflejan el comportamiento del dispositivo, son similares a las de los triodos con la diferencia de la inclusión de la influencia de la reja de pantalla que afecta directamente a la corriente que es capaz de suministrar el componente. Las condiciones de trabajo son similares tanto para pentodos como tetrodos.

Los pentodos amplificadores de potencia son válvulas de potencia de salida de alto rendimiento. Son susceptibles de entregar mayor potencia de salida con menor tensión de placa, menos potencia de entrada y menos tensión de señal que los triodos destinados a potencia.

Los electrodos, en el caso de los pentodos son: cátodo, reja de control, reja de pantalla, reja supresora y placa. La reja de control se hallará conectada a una fuente de alimentación negativa para determinar y fijar su punto de trabajo. La grilla auxiliar de pantalla se suele conectar al mismo potencial o a un potencial similar que el de placa. La reja de pantalla tendrá un papel fundamental a la hora de trabajar a altas frecuencias, ya que minimiza el valor de las capacidades equivalentes asociadas a la construcción del pentodo que influirán en el comportamiento dinámico del componente. Sin embargo, no todo son ventajas. Al ser la pantalla positiva respecto al cátodo, ésta conduce una pequeña corriente al capturar algunos electrones en su camino hacia la placa. Esos electrones que llegan a placa arrancan electrones de la su superficie, fenómeno, mencionado antes, denominado “emisión secundaria”. La pantalla también capta estos electrones secundarios procedentes de la placa, lo que lleva como consecuencia que las características de placa de los tetrodos presenten una región de resistencia dinámica negativa. Para aprovechar las ventajas que brinda la reja de pantalla, la inclusión del quinto electrodo es esencial. La reja supresora se halla conectada usualmente a potencial 0V, es decir, al mismo potencial que cátodo. En algunos casos, la conexión entre cátodo y reja supresora

está realizada en el interior de la válvula por construcción. Esta reja protege a la pantalla, impidiendo que la misma capte emisiones secundarias de la placa, eliminando, de esta manera, la depresión que se produce en las curvas características de placa en las válvulas que incluyen reja pantalla.

A n e x o B :

P o l a r i z a c i ó n d e l c o m p o n e n t e

En el Anexo B se analizan las curvas características que definen el comportamiento estático de las válvulas de vacío, en concreto del triodo y del pentodo. Se trabaja el situar el punto de polarización en el que estará trabajando y la importancia de conocer dicho punto para lograr la respuesta deseada.

Polarización en las válvulas de vacío

B.1. Triodo.

La polarización de un componente electrónico supone la base del diseño de cualquier etapa de la que forme parte y una herramienta esencial para entender y lograr que el sistema desarrolle bien su propósito. Conocer el punto de trabajo y ser capaz de localizarlo sobre las curvas características nos proporcionará la información necesaria para saber qué está ocurriendo y si el componente está operando como debe. En el caso de las válvulas de vacío, y de los triodos en particular, existirán dos modos de operación estática: corte y activo. Estos dos modos de operación están claramente reflejados en las curvas características.

• B.1.1. Modo corte

El modo corte supone la no conducción de corriente a través del dispositivo y se puede deber a dos situaciones. Como ya se ha explicado antes, la reja de control ejerce directamente influencia en la corriente de salida, las dos posibilidades de corte están relacionadas con los valores extremos que puede adquirir la tensión de reja con respecto al cátodo. Cuando la tensión reja-cátodo, V_{gk} , va adquiriendo un valor más negativo, la corriente de salida va disminuyendo lo que implica que llegará un punto en el cual la corriente terminará anulándose. Aunque teóricamente esto sea cierto, el valor de V_{gk} establecido en las curvas características para que se produzca este corte suele ser algo menor, en valor absoluto, que el real. Esto sucede así porque los electrones siguen fluyendo de cátodo a placa debido a la influencia del campo electromagnético todavía existente. Este efecto se conoce también con el nombre de efecto isla y dificulta la reducción por completo del flujo de corriente hasta cero.

En el extremo contrario del rango de tensiones de reja, se da cuando la tensión V_{gk} es mayor que cero, por tanto, positiva con respecto a cátodo. Al ser positiva como lo es la tensión placa-cátodo, V_{ak} , pero estar más próxima la reja de control que placa, los electrones empiezan a ser atraídos fuertemente por el electrodo de reja y dejan de llegar a placa. Cuando ocurre esto, la impedancia de entrada empieza a caer y pasa de mega- Ω a algunos kilo- Ω . Finalmente se produce el corte completo de corriente de ánodo a cátodo comportándose como un diodo (frente a una señal de alterna). Este fenómeno de corte recibe también el nombre de limitación de corriente de reja.

• B.1.2. Modo activo

La región del modo activo, por tanto, es toda la restante representada por las curvas características. Lo que se pretende por tanto es fijar un punto de trabajo dentro de esas curvas que estará definido por una tensión de placa, V_a , una tensión de reja negativa, V_{gk} , y la corriente de placa resultante, I_a , regulada por la válvula y cuyo suministro vendrá de la misma fuente de alimen-

tación de continua del sistema. Esta región activa, así como el punto de polarización en el que trabaje la válvula, estará condicionado y limitado por la potencia máxima que pueda disipar la válvula. Este valor vendrá en las hojas de características del modelo de válvula a utilizar.

Es extremadamente útil el uso de las gráficas facilitadas por el fabricante. En concreto vamos a fijarnos en las curvas de transferencia y la curvas características de placa. La curva de transferencia muestra la evolución de la corriente de placa conforme la tensión de V_{gk} se aproxima a cero. En esta gráfica se suele proporcionar un par de curvas que muestran dicho control a una tensión de placa determinada. Aproximadamente, la relación existente entre I_a y V_{gk} queda definida por:

$$I_a = I_{akk} \left(1 - \frac{V_{gk}}{V_a} \right)^2 \quad (\text{B.1})$$

I_{akk} = corriente límite cuando $V_{gk} = 0$.

Las curvas características de placa, ponen en relación la tensión de placa y la corriente de placa en función de la tensión que hay en la reja de control, como se ha mencionado antes. Conociendo la carga y la tensión de continua que alimenta el circuito, normalmente denominada HT, puede trazarse la recta de carga sobre la misma gráfica y, a partir de ésta, saber la corriente de placa asociada a una determinada tensión de polarización y viceversa.

► **B.1.2.1. Polarización por cátodo**

Un modo común de polarización de válvulas es la polarización mediante una resistencia de cátodo a tierra. Recibe el nombre de polarización automática o por cátodo y presenta ventajas frente a fallos por exceso de conducción con respecto a otras estrategias de polarización. Esta misma ventaja supone que van a existir pequeñas variaciones en torno al punto de polarización, generalmente no serán significativas, pero según la función a desempeñar puede ser un efecto no deseado. Sabiendo que la corriente que entrará por ánodo será prácticamente la misma que habrá en cátodo:

$$I_a = I_k \quad (\text{B.2})$$

La recta de carga asociada a este tipo de polarización quedaría definida por:

$$V_{aa} = I_a(R_L + R_k) + V_{ak} \quad (\text{B.3})$$

$$V_{aa} = \text{tensión de alimentación, HT}$$

Cobra importancia en esta estrategia la alta impedancia de entrada existente en la entrada de la válvula y que la corriente sea muy pequeña y despreciable, en consecuencia. De esta manera, y como el fin es situar la reja de control a una tensión inferior que el cátodo:

$$V_{gk} = -I_a \cdot R_k \quad (\text{B.4})$$

Es usual colocar también una resistencia de un valor alto (MegaOhm) entre el terminal de grilla y tierra. Esta resistencia habilita una vía para la conducción de la corriente en caso necesario de cátodo a reja, además de jugar un papel importante en la respuesta frecuencial de la etapa global.

B.2. Pentodo

Todo lo mencionado referente a la polarización de triodos es igualmente aplicable a pentodos. En este caso las curvas características de placa presentarán un margen en modo activo de corriente cuasi constante de placa mayor que en el caso de los triodos. Es decir, para un valor de V_{gk} , existirán una corriente constante, I_a , durante un amplio rango de variación de V_a . Sumado a los parámetros ya mencionados en los triodos, no hay que olvidar que en este caso contamos con dos terminales más: reja supresora y reja de pantalla. La reja supresora no será problema, pues tiene una posición fija, ya mencionada antes (tensión cero o directamente unida a cátodo). Sin embargo, la reja de pantalla afectará a todo el conjunto de curvas, desplazando hacia el lado de las curvas hacia el margen superior derecho de la gráfica conforme aumenta la tensión V_{g2} . Por supuesto, en las hojas características no proporcionan más que un par de gráficas con valores fijos de V_{g2} distintos, que difícil-

mente coincidirán con los que se necesiten, sin embargo, se puede trazar una idea aproximada de por donde irán tus curvas.

Otra diferencia que entrará en juego es la existencia de una corriente de reja de pantalla que se sumará a la corriente de placa. Así pues, se obtendrá como corriente de cátodo:

$$I_k = I_a + I_{g2} \quad (\text{B.5})$$

Mediante las hojas de características se puede hallar la proporción existente entre la corriente de ánodo y la de pantalla, la cual es prácticamente invariable en todo el espectro y puede dar una idea aproximada del valor que tendrá I_{g2} , y por tanto, I_k , partiendo de I_a como el valor más inmediato a conocer. La relación existente será entonces:

$$r_{ag2} = \frac{I_a}{I_{g2}} \quad (\text{B.6})$$

► **B.2.1. Polarización fija**

Debido a una necesidad de control mayor sobre la polarización de las válvulas de potencia, la estrategia a utilizar suele ser la llamada polarización fija, donde directamente se pone el potencial al que quieres que esté V_{gk} por medio de una fuente externa. Hay variaciones de ésta y, en algunos casos, se añade un pequeño circuito con un potenciómetro para ajustarla y optimizar el funcionamiento de la válvula. Por supuesto, esta estrategia es aplicable a todo tipo de válvulas y la elección vendrá subordinada simplemente a las necesidades del diseño.

A n e x o C :

M o d e l o d e p e q u e ñ a s e ñ a l p a r a v á l v u l a s

En el siguiente anexo se desarrollará un modelo equivalente al comportamiento de las válvulas que determine su respuesta frente a excitaciones de pequeña señal. De esta manera se indagará más profundamente en su operación como amplificador y las posibilidades de esto dentro de un sistema.

C.1. Circuito equivalente dinámico

Las válvulas de vacío tienen gran parte de su atractivo en su operación como amplificador. Una señal débil variable en el tiempo aplicada en grilla tendrá como respuesta una señal amplificada en el terminal de ánodo. El terminal común tanto a entrada como a salida será el cátodo.

Para desarrollar un circuito equivalente estableceremos nuestro punto de partida en una caja negra con cuatro terminales: dos de entrada y dos de salida, conservando el cátodo como punto común de referencia en los dos casos.

► C.1.1. Polarización

Antes de la aplicación de la señal es necesario polarizar el componente en un punto de trabajo Q . Este punto de trabajo debe estar situado en una zona que permita cierta linealidad en sus proximidades asegurando una

adecuada operación dinámica dentro de los límites impuestos por la alimentación y por la disipación máxima de potencia del componente.

► C.1.2. Acoplamiento de la señal de excitación alterna

A este punto de operación estática se le acopla una señal sinusoidal de baja amplitud. Como resultante tendremos una señal de entrada formada por dos componentes: el nivel de DC encargado de la polarización y la componente alterna o incremental, que supondrá un desplazamiento en una región en torno al punto Q. Dado que el circuito de polarización suele estar al margen del de excitación, es preciso asegurar que la señal de excitación no tiene una componente continua que altere el punto de polarización, para prevenir este, es preciso que la señal de alterna sea aplicada a la entrada a través de un condensador de acoplamiento.

El comportamiento dinámico quedará definido por la relación entre las componentes de alterna de tensión, corriente e impedancia todas ellas sinusoidales en régimen permanente en situación de operación lineal.

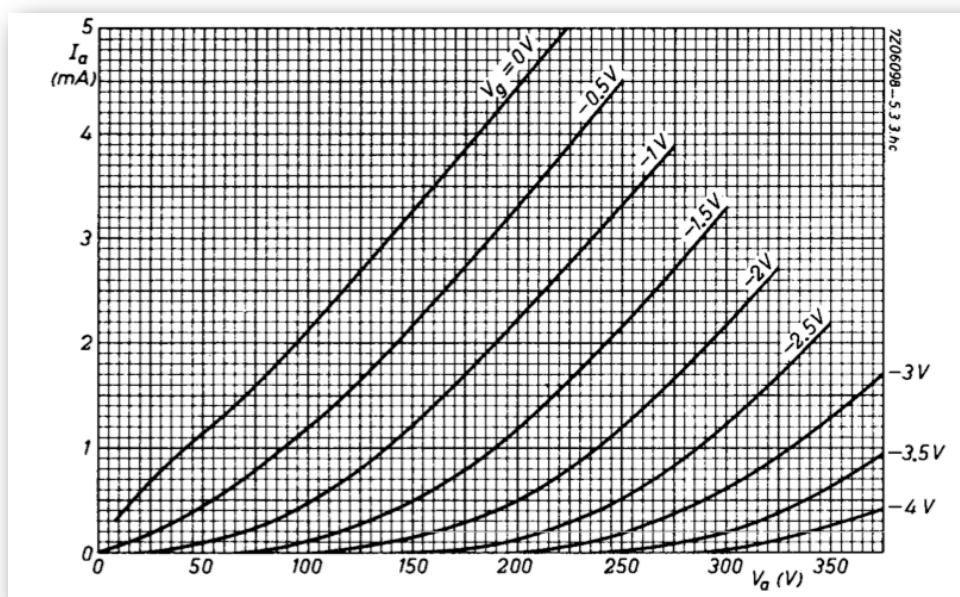


Fig.C.1. Curvas características de un triodo ECC83. $I_a(V_a, V_{gk})$.

► C.1.3. Trayectoria de las componentes incrementales

Será esencial que partamos con una señal alterna de baja amplitud y de frecuencia no alta para minimizar el efecto de las capacidades equivalentes existentes en el componente por mera construcción. Allí donde exista una variación de carga asociada a una variación de tensión existirá una capacidad equivalente. Esta variación a frecuencia no alta podrá analizarse sobre la curva característica $I_a(V_a, Z_a)$ en torno al punto Q como una sucesión de situaciones estáticas. Para conseguir un comportamiento dinámico lineal es necesario que las componentes incrementales de V, I y Z sean simultáneamente sinusoidales ante una excitación sinusoidal, lo que implica que la trayectoria en torno al punto Q sobre las curvas características ha de ser una línea recta. De acuerdo con el comportamiento descrito por las curvas del circuito, la pendiente de esta recta ha de ser negativa, lo que supondrá un desfase de 180° entre el incremento de corriente respecto del de tensión.

► C.1.4. Dipolo de salida

Una señal baja y de frecuencia no alta, imprescindible para trabajar en zona lineal, permiten utilizar el desarrollo en serie de Taylor en torno al punto de operación (V_o, I_o) de las curvas características $I_a(V_a, Z_a)$ y truncarlo en el primer término. De tal forma:

$$I(V_o + \Delta v, Z_o + \Delta z) = I_o + \Delta i = I_o + \frac{\partial I}{\partial V}_{Z=Z_o} \Delta v + \frac{\partial I}{\partial Z}_{V=V_o} \Delta z = \frac{\partial I}{\partial Z}_{V=V_o} \Delta z \quad (\text{C.1})$$

Donde se ha considerado $\frac{\partial I}{\partial V}_{Z=Z_o} = 0$ al ser las curvas características cuasi planas en modo activo.

De tal manera que la relación incremental resulta:

$$\Delta i = \frac{\partial I}{\partial Z}_{V=V_o} \Delta z \quad (\text{C.2})$$

Donde la derivada representa la variación de la corriente con la variable del control Z en modo activo y en la vertical correspondiente a V_o .

$$gm = \text{transconductancia} = \frac{\text{Variación de } I_a}{\text{Variación de } V_{gk}} \quad \text{valorada para } (V_{ak})_Q \quad (C.3)$$

Queda así establecida la relación de entre la corriente resultante dependiente de la V_{gk} de control mediante el factor gm . La corriente total resultante incluirá, para más precisión, la impedancia interna de salida:

$$I_a = gm \cdot V_{gk} + \frac{1}{r_a} \cdot V_{ak} \quad (C.4)$$

$$r_a = \text{resistencia de salida} = \frac{\text{Variación de } V_{ak}}{\text{Variación de } I_a} \quad \text{valorada para } (V_{gk})_Q \quad (C.5)$$

Estos parámetros, tanto gm como r_a , no son constantes en todo el rango. En las hojas de características vienen unos parámetros, sin embargo, para más precisión se pueden calcular sabiendo el punto de operación. El factor de amplificación de la válvula está relacionado con estos dos parámetros, queda definida de la siguiente forma:

$$\mu = gm \cdot r_a \quad (C.6)$$

Así pues, queda definido el equivalente thevenin del circuito de salida como un generador de corriente cuasi ideal dependiente de una tensión.

► C.1.5. Dipolo de entrada

Al contar con una impedancia de entrada alta, la corriente de entrada es muy baja y suele despreciarse. Supondrá un circuito abierto. Nuestro cuadripolo quedará definido a bajas frecuencias en zona lineal como un amplificador de corriente dependiente de tensión.

C.2. Modelo de válvula para frecuencias elevadas.

La capacidad de placa-reja, C_{ag} , es una de las de mayor valor y la que más incidencia tendrá en la respuesta del componente. En el caso de tetodos y pentodos, ésta existe igualmente, pero con un valor mucho menor gracias a la reja de pantalla. En los triodos utilizados en el proyecto las capacidades C_{a-g} y C_{g-k} (reja y cátodo) tienen un valor del orden de pico-Faradios, mientras que la existente entre ánodo y cátodo, C_{ak} , ronda el valor de centenas de micro-Faradios.

Añadido a estos efectos capacitivos, la capacidad de Miller es uno de los efectos más indeseados cuando se trabaja con válvulas. Este se presenta como un condensador entre los terminales de entrada y salida, reja y ánodo, en el caso de las válvulas. El análisis, en una primera instancia, se presenta complejo al afectar simultáneamente tanto a entrada como a salida. Sin embargo, existe un “atajo” proporcionado por el teorema de Miller que nos permite convertir el condensador de realimentación en dos condensadores separados, uno en el lado de entrada y otro en el lado de salida.

$$C_{in}(M) = C_{ag} (A_v + 1) \quad (C.7)$$

$$C_{out}(M) = C_{ag} \left(\frac{A_v + 1}{A_v} \right) \quad (C.8)$$

Normalmente, A_v es mucho mayor que 1, lo que implica que $C_{out}(M)$ prácticamente tendrá el valor del condensador de realimentación, C_{ag} . Sin embargo, el efecto que tiene sobre la capacidad de entrada hace que aumente considerablemente. Es como si la capacidad de realimentación hubiese sido amplificada para obtener una nueva A_v+1 mayor.

En el ejemplo de dos etapas amplificadoras conectadas en cascada, la capacidad de Miller actúa de la siguiente manera. Cuando la segunda válvula amplifica la señal, esta tiene que cargar y descargar la C_{ag} . La corriente de carga no puede fluir por la válvula debido a la alta impedancia en grilla, de tal manera que tiene que encontrar un camino por la salida de la etapa anterior.

Supongamos que se requiere una corriente I para cargar esta capacidad a $1V$. Aplicamos un escalón de $1V$ en la primera etapa, tendremos en el ánodo $-1V$ por la ganancia de la etapa, en el caso de una ECC83, $-72V$. La tensión total de carga en la capacitancia será de $(A_v+1)=73V$.

La corriente necesaria por la etapa anterior para descargarla sería ahora de $(A_v+1) \times I$, ó $73 \times I$. Podemos reflejar esta capacidad parásita en la reja, diciendo que exactamente la misma corriente fluiría si hubiera un condensador entre la reja y tierra que fuera $(A+1)C_{ag}$.

A n e x o D :

R e a l i m e n t a c i ó n : P r i n c i p i o s

F.1. Principios de realimentación y análisis del circuito.

Al analizar el circuito para determinar las ecuaciones que calculan la ganancia, las impedancias de entrada y salida y la respuesta frecuencial, el circuito debe desglosarse en una etapa más básica. Nuestro punto de partida reside en la semejanza del comportamiento de nuestro circuito con el de un amplificador operacional configurado como amplificador no inversor, Fig. J.1.

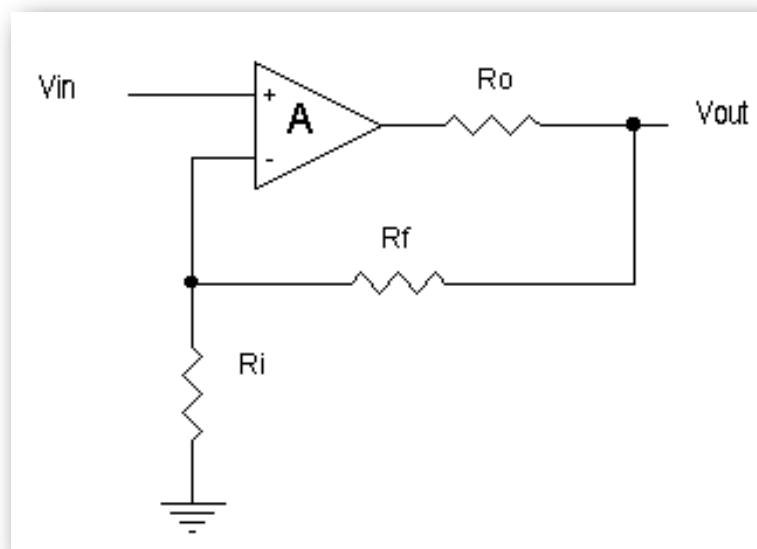


Fig.J.1. A.O. en un circuito que simula el mismo comportamiento que el de la etapa diferencial, la etapa Push-Pull y el transformador de salida, para analizar la realimentación del sistema.

En la Fig.J.1., R_i es la resistencia de entrada, R_f la resistencia de realimentación, y la R_o es la resistencia de salida interna que la etapa amplificadora está usando. El bloque “A” representa la ganancia del bloque en lazo abierto.

Este circuito básico tiene que ser convertido en un diagrama de bloques detallando la acción de la realimentación. Para ello, el sistema tiene que quedar reducido a una serie de ecuaciones que terminen aportando la función de transferencia del sistema global.

- **Tramo directo.**

En el camino directo entra en juego la ganancia A , que amplifica la diferencia entre la entrada y la atenuada señal de realimentación. El bloque por tanto será:

$$G = A \quad (\text{J.1})$$

- **Tramo de realimentación.**

Hay un único tramo de realimentación, sin embargo, la salida del sistema es extraída en la unión entre dos bloques atenuadores. El primer atenuador es desde la salida de la amplificación A hasta V_{out} .

$$V_{out} = V_o \cdot \frac{(R_i + R_f)}{(R_i + R_f + R_o)} \quad (\text{J.2})$$

La función de transferencia del bloque será:

$$H_1 = \frac{(R_i + R_f)}{(R_i + R_f + R_o)} \quad (\text{J.3})$$

El segundo bloque, es desde el punto de V_{out} a la entrada inversora.

$$H_2 = \frac{R_i}{(R_i + R_f)} \quad (\text{J.4})$$

Combinando los dos bloques presentes en la realimentación se obtiene el producto de H_1 y H_2 .

$$H = \frac{R_i}{(R_i + R_f + R_o)} \quad (\text{J.4})$$

F.2. Diagrama de bloques completo:

La traducción a un diagrama de bloques se establece como la Fig.J.2. indica.

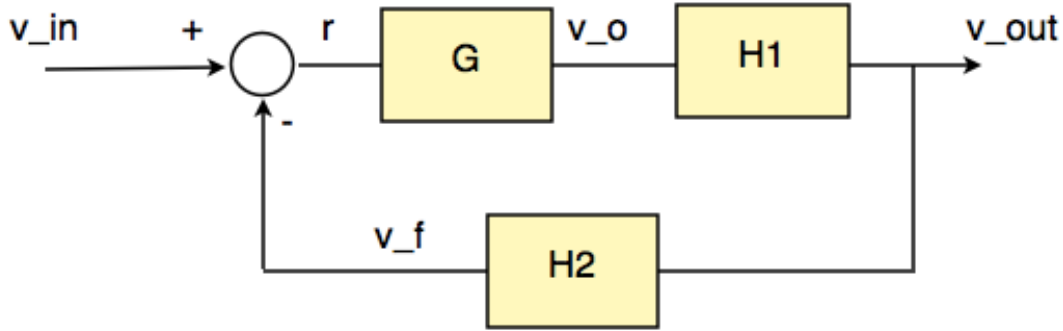


Fig.J.2. Diagrama de bloques resultante del sistema sobre el que interviene la realimentación.

A través de los bloques con las ganancias se pueden extraer las funciones de transferencia necesarias. Los nodos que intervienen son:

v_{in} = señal de entrada

v_{out} = señal de salida

r = el error

v_o = salida del amplificador

v_f = señal de la realimentación inyectada

La función de transferencia del sistema en lazo cerrado queda:

$$\frac{v_{out}}{v_{in}} = A \cdot \frac{(R_i + R_f)}{(R_i + R_f + R_o + R_i \cdot A)} \quad (J.5)$$

Por tanto, la ganancia en lazo cerrado es:

$$A_{lc} = A \cdot \frac{(R_i + R_f)}{(R_i + R_f + R_o + R_i \cdot A)} \quad (J.6)$$

Si la resistencia interna de salida del amplificador, R_o , es suficientemente pequeña en comparación con la resistencia de carga y la resistencia de realimentación, R_f , ésta puede ser despreciada sin que se establezca un error importante. De esta manera se simplifica el diagrama de bloques, Fig.J.3.:

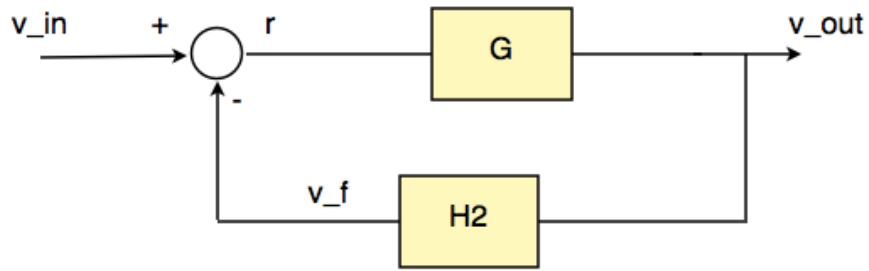


Fig.J.3. Diagrama de bloques simplificado.

La ganancia vendrá expresada por:

$$A_{lc} = \frac{v_{out}}{v_{in}} = \frac{G}{(1 + H_2 \cdot G)} = A \cdot \frac{(R_i + R_f)}{(R_i + R_f + R_i \cdot A)} = \frac{A}{\left(1 + A \cdot \frac{R_i}{R_i + R_f}\right)} \quad (\text{J.7})$$

A n e x o E :

M o d e l o d e t r i o d o

H.1. Introducción.

En el Anexo H se desglosa el modelo de triodo utilizado en simulación SPICE. En concreto, los modelos 12AX7 y 12AT7 utilizados en el diseño. Ambos dos parten de un mismo modelo, por tanto, será lo primero en analizar. En el archivo de librería utilizado, existe un modelo más completo en el cual se incluye también el calentamiento de los filamentos y la respuesta asociada a éste, sin embargo, dado que éste no ha sido necesario en el presente proyecto, no se desarrolla en el anexo actual.

H.2. Punto de partida del modelo.

El archivo que contiene el modelo tiene el nombre de “dmtriodep.inc” desarrollado por Duncan Amplification. En el propio archivo viene información de las actualizaciones del modelo y el aspecto concreto en el que influye.

En las consideraciones previas se describen las siguiente características para el “modelo ánodo/grilla”:

- El factor μ del modelo decrece a altos valores negativos de grilla.
- La “ra” del modelo cambia con el valor negativo de grilla.

- El suministro de I_a del modelo queda limitado a altos valores de $+V_g$ y bajos valores de V_a .

El modelo base del triodo es el siguiente:

```
.SUBCKT TRIODENH A G K
+PARAMS: LIP=1 LIF=3.7E-3 RAF=18E-3 RAS=1 CDO=0 RAP=4E-3
+ ERP=1.5
+ MU0=17.3 MUR=19E-3 EMC=9.6E-6 GCO=0 GCF=213E-6
+ CGA=3.9p CGK=2.4p CAK=0.7p
```

Los parámetros incluidos en el modelo son:

LIP: Exponente de conducción límite.

LIF: Factor de conducción límite.

CDO: Conducción de offset.

RAF: Factor de resistencia de ánodo para tensiones negativas en grilla.

RAP: Factor de resistencia de ánodo para tensiones positivas de grilla.

ERP: Poder de emisión.

MU0: Coeficiente μ entre grilla y ánodo a $V_g=0$.

MUR: Reducción del factor del coeficiente μ para tensiones negativas altas en grilla.

EMC: Coeficiente de emisión.

GCO: Corriente offset en grilla en voltios.

GCF: Factor escalar de la corriente de grilla.

El “modelo ánodo/grilla” antes mencionado los componen una serie de generadores de tensión dependientes de una tensión.

```
Elim LI 0 VALUE {PWR(LIMIT(V(A,K),0,1E6),{LIP})*{LIF}}
```

Generador de tensión dependiente relacionada con la conducción límite.

Egg GG 0 VALUE {V(G,K)-{CD0}}

Generación de tensión dependiente de la tensión V_{gk} .

Erpf RP 0 VALUE {1-PWR(LIMIT(-V(GG)*{RAF},0,0.999),{RAS})+LIMIT(V(GG),0,1E6)*{RAP}}

Generador de tensión relacionado con el poder de emisión.

Egr GR 0 VALUE {LIMIT(V(GG),0,1E6)+LIMIT((V(GG))*(1+V(GG)*{MUR}),0,-1E6)}

Generador de tensión dependiente de $V(GG)$, a su vez dependiente de V_{gk} .

Eem EM 0 VALUE {LIMIT(V(A,K)+V(GR)*{MU0},0,1E6)}

Generador de tensión dependiente y relacionado con la tensión V_{ak} y la tensión V_{gk} .

Eep EP 0 VALUE {PWR(V(EM),ERP)*{EMC}*V(RP)}

Generador de tensión dependiente del coeficiente de emisión y del generador Eem anterior.

Eel EL 0 VALUE {LIMIT(V(EP),0,V(LI))}

Generador dependiente del valor intermedio entre Eep y Elim.

Eld LD 0 VALUE {LIMIT(V(EP)-V(LI),0,1E6)}

Generador dependiente y relacionado con el coeficiente de emisión y la conducción límite.

Ga A K VALUE {V(EL)}

Generador de corriente dirección A-K, dependiente de Eel.

En el “modelo corriente de grilla” exponen también una consideración:

- En el modelo de corriente de grilla, ésta aumenta con la corriente a bajos niveles de V_a .

Egf GF 0 VALUE {PWR(LIMIT(V(G,K)-{GCO},0,1E6),1.5)*{GCF}}

Generador relacionada con la tensión V_{gk} y GCF, factor escalar de la corriente de grilla (según la descripción).

```
Gg      G  K  VALUE {(V(GF)+V(LD))}
```

Generador de corriente dependiente de la tensión E_{gf} .

Finalmente, los condensadores equivalentes y las resistencias “anti-float”, completan el modelo base del triodo. Estos parámetros cambiarán en función del modelo, serán redefinidos en el subcircuito correspondiente:

CM1	G	K	{CGK}
CM2	A	G	{CGA}
CM3	A	K	{CAK}
RF1	A	0	1000MEG
RF2	G	0	1000MEG
RF3	K	0	1000MEG

H.3. Modelo “NH12AX7”.

Como se observa en el subcircuito, la llamada a “NH12AX7” incluye a su vez la llamada al subcircuito “TRIODENH” ya descrito con anterioridad. El subcircuito “NH12AX7” solo se encarga de dar valores específicos a los parámetros que definen las funciones que contiene “TRIODENH”, muchos de estos parámetros se pueden extraer de las hojas de características dadas por el fabricante de la válvula.

```
.SUBCKT NH12AX7 A G K
XV1 A G K TRIODENH
+PARAMS: LIP= 1.5 LIF= 0.000016 RAF= 0.076498 RAS= 1 CD0=-0.53056
+ RAP= 0.18 ERP= 1.5
+ MU0= 87.302 MUR=-0.013621 EMC= 0.00000111
+ GCO=-0.2 GCF= 0.00001
+ CGA=3.90E-12 CGK=2.40E-12 CAK=7.00E-13
.ENDS
```

H.4. Modelo “NH12AT7”.

Como en el caso anterior, se parte del subcircuito de triodo genérico cuyo nombre es “TRIODENH” y se especifican los valores de los parámetros distintivos del triodo 12AT7. Como resultado el subcircuito que nos encontramos en el archivo es:

```
.SUBCKT NH12AT7 A G K
XV1 A G K TRIODENH
+PARAMS: LIP= 1 LIF= 0.0037 RAF= 0.09869 RAS= 1 CDO=-0.5
+ RAP= 0.1 ERP= 1.4
+ MU0= 45.093 MUR= 0.012937 EMC= 0.00000863
+ GCO=-0.5 GCF= 0.00012
+ CGA=1.60E-12 CGK=2.30E-12 CAK=4.00E-13
.ENDS
```

A n e x o F :

M o d e l o d e p e n t o d o

I.1. Introducción.

El Anexo F resume lo contenido en los archivos de librería “tube.lib” y “6ca7.inc”. Ambos dos contienen modelos de EL 34, válvula de potencia empleada en el proyecto.

I.2. Modelo de la librería “tube.lib”.

El modelo de EL 34 de “tube.lib” obvia el terminal de grilla supresora contando por tanto con los terminales propios de un tetrodo: ánodo, cátodo, grilla de control y grilla de pantalla.

Lo primero que encontramos en el modelo son los parámetros propios del componente.

```
.SUBCKT EL34 1 2 3 4 ; P G1 C G2
+ PARAMS: MU=11 EX=1.35 KG1=650 KG2=4200 KP=60 KVB=24
+          CCG=15P CPG1=1P CCP=8P RGI=1K
```

Las líneas siguientes las componen, resistencias, condensadores, una fuente de tensión dependiente de tensión y dos fuentes corriente dependientes tensión. Finalmente hay un llamamiento a un modelo de diodo con las especificaciones que aparecen entre paréntesis.

```

RE1  7 0  1G      ; DUMMY SO NODE 7 HAS 2 CONNECTIONS
E1   7 0  VALUE=  ; E1 BREAKS UP LONG EQUATION FOR G1.
+{V(4,3)/KP*LOG(1+EXP((1/MU+V(2,3)/V(4,3))*KP))}
G1   1 3  VALUE={ (PWR(V(7),EX)+PWRS(V(7),EX))/KG1*ATAN(V(1,3)/KVB)}
G2   4 3  VALUE={ (EXP(EX*(LOG((V(4,3)/MU)+V(2,3)))))/KG2}
RCP  1 3  1G      ; FOR CONVERGENCE
C1   2 3  {CCG}   ; CATHODE-GRID 1
C2   1 2  {CPG1}  ; GRID 1-PLATE
C3   1 3  {CCP}   ; CATHODE-PLATE
R1   2 5  {RGI}   ; FOR GRID CURRENT
D3   5 3  DX      ; FOR GRID CURRENT
.MODEL DX D(IS=1N RS=1 CJO=10PF TT=1N)
.ENDS

```

La re-escritura de las fuentes de tensión y corriente como elementos con mayor relevancia en el modelo es la siguiente:

```

E1 7 0 VALUE = {V(4,3)/KP*LOG(1+EXP((1/MU+V(2,3)/V(4,3))*KP))}
G1 1 3 VALUE = {(PWR(V(7),EX)+PWRS(V(7),EX))/KG1*ATAN(V(1,3)/KVB)}
G2 4 3 VALUE = {(EXP(EX*(LOG((V(4,3)/MU)+V(2,3)))))/KG2}

```

I.3. Modelo de la librería “6ca7.inc”.

El siguiente modelo de El 34, cuenta con los 5 electrodos característicos de los pentodos. La designación “6CA7” es la seleccionada por la RET-MA (Radio Electronics Television Manufacturers’ Association) para la EL 34, inicialmente de la anglo-europea Mullard-Phillips. El subcircuito “6ca7” que descrito en el archivo de la siguiente manera:

Determina la contribución de la corriente de cátodo:

```

Eat   at   0      VALUE={0.636*ATAN(V(A,K)/23)}
Egs   gs   0      VALUE={LIMIT(V(S,K)/9.3+V(G,K)*0.95,0,1E6)}
Egs2  gs2  0      VALUE={PWRS(V(gs),1.5)}
Ecath cc   0      VALUE={V(gs2)*V(at)}

```

Calcula la corriente de ánodo:

```

Ga    A    K      VALUE={1.86E-3*V(cc)}

```

Determina la corriente de pantalla:

```

Escrn sc   0      VALUE={V(gs2)*(1.1-V(at))}
Gs     S    K      VALUE={1.518E-3*V(sc)*LIMIT(V(S,K),0,10)/10}

```

Corriente de grilla, esta aproximación no modela valores bajo de $V_a/$

V_s :

```
Gg      G      K      VALUE={PWR(LIMIT(V(G,K)+1,0,1E6),1.5)*50E-6}
```

Capacidades:

Cg1	G	K	15.4p
Cak	A	K	8.4p
Cg1a	G	A	1.1p

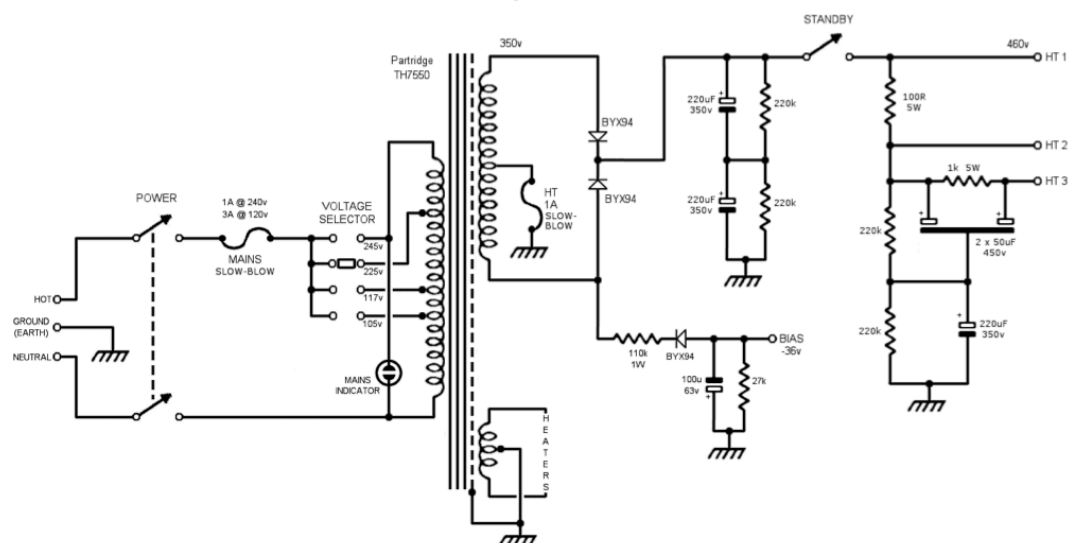
A n e x o G :

E s q u e m a H i w a t t D R 5 0 4

HIWATT

Power Supply for 50 Watt Amp

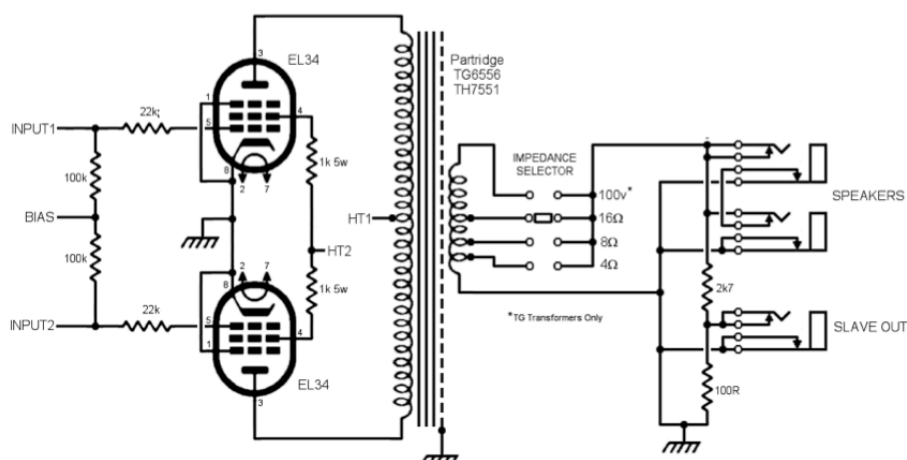
Drawing v 1.1 - Mark Huss

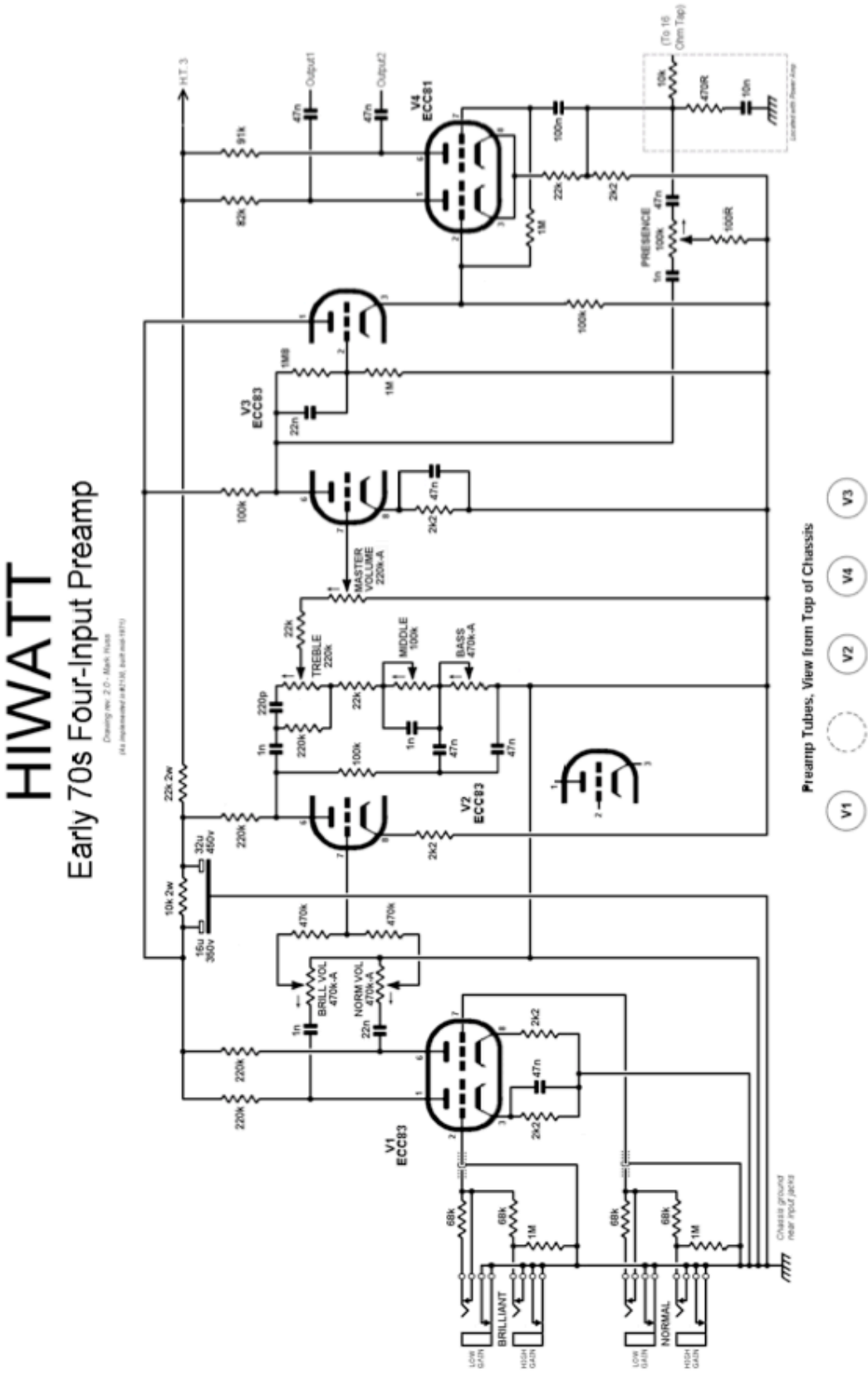


HIWATT

50 Watt Output Stage

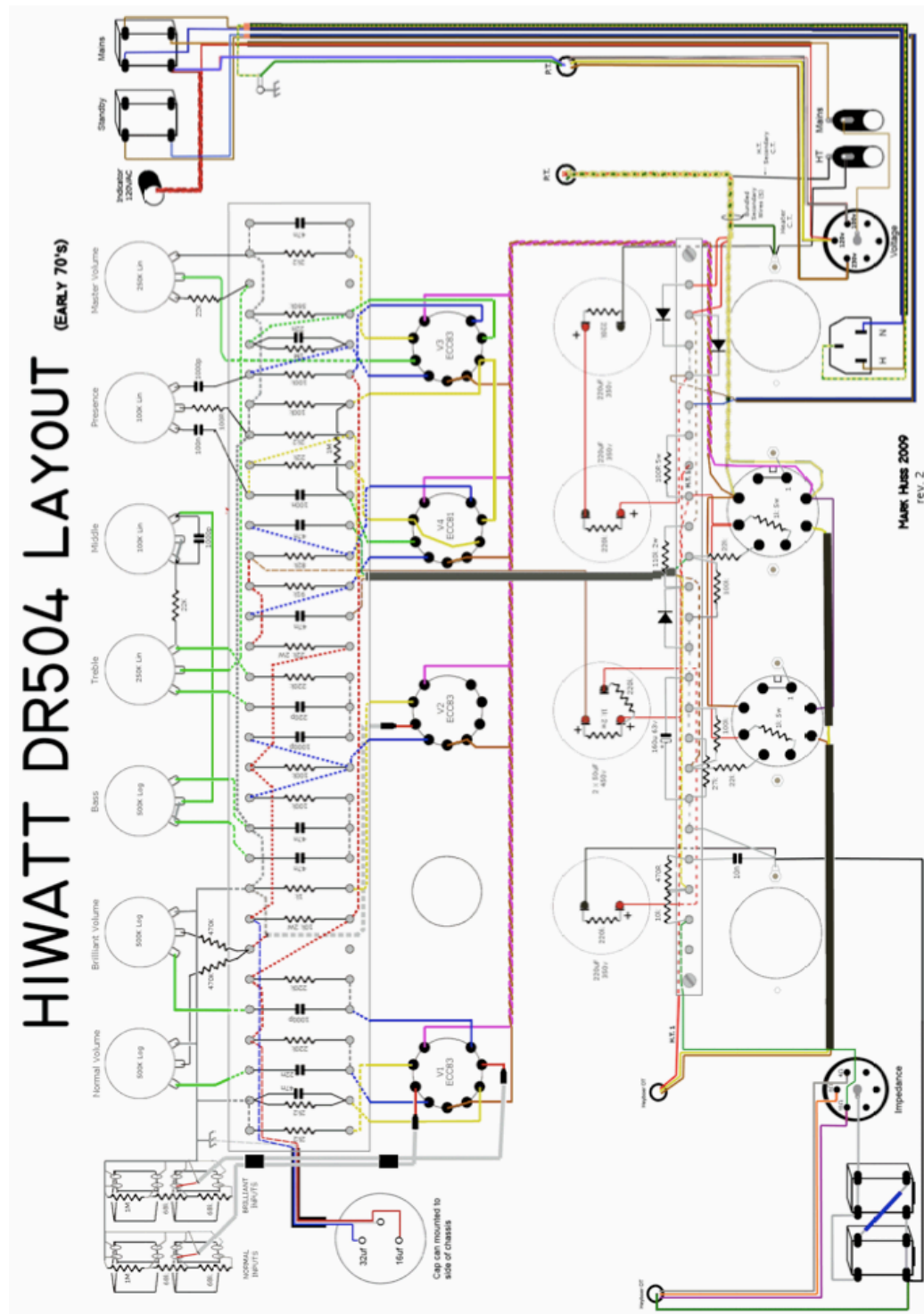
Drawing v 1.1 - Mark Huss





Anexo H:

Layout Hiwatt DR504



R e f e r e n c i a s

Bibliografía.

- (1) JONES, Morgan. "Valve Amplifiers". 3rd. ed. Jordan Hill, Oxford: Newnes, an imprint of Butterworth-Heinemann, a division of Reed Educational and Professional Publishing Ltd, 1995-1997. 374 p. ISBN: 0 7506 2337 3.
- (2) CIROVIC, Michael M. "Basic Electronics: Devices, Circuits and Systems (Electrónica fundamental: Dispositivos, Circuitos y Sistemas)". Dr. Fernández Ferrer, Julián. Encarnación, Barcelona: Editorial Reverté, S.A., 1979. 598 p. ISBN: 84-291-3014-4.
- (3) MALVINO, Albert; BATES, David J. "Electronic Principles (Principios de electrónica)". 7a. ed. Sánchez González, Carmelo (ed.). Madrid: McGraw-Hill/ Interamericana de España, S.A.U., 2007. 964 p. ISBN: 978-84-481-5619-0.
- (4) PUEO, Basilio; ROMÁ, Miguel. "Electroacústica. Altavoces y Micrófonos". Madrid: Pearson Educación, S.A., 2003. 408p. ISBN: 84-205-3906-6.

- (5) OTTE, J.; SALVERDA, Ph.F.; WILLIGEN, C.J.v. "Del Electrón Al Superheterodino". 5a. ed. Santano Leon, Daniel; Fernández Arín, J.M. (revisión y puesta al día). Madrid: Biblioteca Técnica Philips, 1974. 447p. ISBN: 84-283-0306-1.
- (6) HENNEY, Keith (Director). "Radio Engineering Handbook"(Manual De Radioingeniería). 3a. ed. Sorín, Saúl. Buenos Aires, Editorias Hispano Americana, S. A., 1946.

Sitios web consultados.

- (1) BLENCOWE, Merlin. "The Valve Wizard".2005. <<http://www.valvewizard.co.uk>> (Abril 2013).
- (2) HUSS, Mark. "Mark Huss Hiwatt Information Page".2010. <<http://hiwatt.org>> (Marzo 2013).
- (3) ZYTRAX?. "Digital Audio Stuff - Frequency Ranges".1994. <<http://www.zytrax.com/tech/audio/audio.html>> (Marzo 2013).
- (4) ROBINSON, Max. "All About Audio Amplifiers. Phase Inverters, Phase Splitters and drivers".<<http://www.angelfire.com/electronic/funwithtubes/Amp-Phase.html>> (Abril 2013).
- (5) AIKEN, Randall. "Designing for global negative feedback". 2000.<<http://www.aikenamps.com/GlobalNegativeFeedback.htm>> (Abril 2013).
- (6) DUKE, Andy. "Roost-amps Schematics" [??]. <<http://www.andy-duke.co.uk/roost/roostschematics.html>> (Enero 2013).

- (7) BONA VOLTA, Claudio. "Phase Splitters".1996.
<<http://www.bonavolta.ch/hobby/en/audio/split.htm>> (Abril 2013).
- (8) HOFFMAN, Doug. "Grounding Info".1999.
<<http://www.el34world.com/charts/grounds.htm>> (Noviembre 2012).
- (9) "Ampbooks-The Fender Bassman 5FA-Circuit" y otros artículos.
2005.<<http://www.ampbooks.com/home/classic-circuits/bassman-summary/>> (Septiembre 2012).
- (10) KEEN, R.G. "Tube Amplifier Debugging Page".1997.
<<http://www.geofex.com/ampdebug/ampdebug.htm>> (Enero 2013).
- (11) MEARES,L.G.;HYMOWITZ, Charles.E. "SPICE Models For
Power Electronics". 11 p.
<http://www.eettaiwan.com/ARTICLES/2002APR/PDF/2002APR22_POW_EDA_DA_AN215.PDF> (Mayo 2012).
- (12) STURTEVANT, Terry. "LTspice Tutorial".2012.
<<http://denethor.wlu.ca/ltspice/>> (Mayo 2012).
- (13) KELSCH, Mike. "Creating Subcircuits And Hierarchical Blocks
In LTspice".2007.<<http://home.mindspring.com/~eeweb/ltspicesubckts.pdf>> (Mayo 2012).
- (14) KOREN, Norman. "Improved vacuum tube models for SPICE
s i m u l a t i o n s " . 2 0 0 3 .
<http://www.normankoren.com/Audio/Tubemodspice_article.html>
(Diciembre 2012).

- (15) D U N C A N . “ S P I C E M o d e l s ” . 1 9 9 7 .
<<http://www.duncanamps.com/spice.html>>. (Mayo 2012).
- (16) Fender Musical Instruments Corporation. 2013.
<<http://www.fender.com/es-ES/>>
- (17) M a r s h a l l A m p l i f i c a t i o n p l c . 1 9 9 7 .
<<http://www.marshallamps.com>>
- (18) Orange Amps. 2013. <<http://www.orangeamps.com>>
- (19) Specimen products.2011.<<http://www.specimenproducts.com>>
- (20) Manley Laboratories. <<http://www.manley.com>>
- (21) Audio Technology Switzerland. “Nagra”.2012.
<<http://www.nagraaudio.com/highend/>>
- (22) Hylight electronics. “Hiwatt”.2013. <<http://www.hiwatt.co.uk>>